



⑯ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND

DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ Offenlegungsschrift
⑩ DE 198 60 909 A 1

⑮ Int. Cl.⁶:
H 04 L 25/08
H 04 L 25/28

DE 198 60 909 A 1

⑯ Aktenzeichen: 198 60 909.4
⑯ Anmeldetag: 31. 12. 98
⑯ Offenlegungstag: 16. 9. 99

- | | |
|--|---|
| ⑯ Innere Priorität:
197 58 256. 7 31. 12. 97 | ⑯ Erfinder:
Lohr, Georg, Dr., 82223 Eichenau, DE |
| ⑯ Anmelder:
Schleifring und Apparatebau GmbH, 82256
Fürstenfeldbruck, DE | |
| ⑯ Vertreter:
Münich, W., Dipl.-Phys. Dr.rer.nat., Pat.-Anw., 80689
München | |

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

- ⑯ Vorrichtung zur störarmen Signalübertragung
⑯ Digitale Signalübertragungseinrichtungen besitzen meist ein ausgeprägtes, breitbandiges Störspektrum, welches die Einhaltung der derzeit geltenden EMV-Normen stark erschwert. Vorhandene Maßnahmen zur Verbesserung der EMV-Eigenschaften beeinflussen die Übertragungsqualität und die Störsicherheit. Durch das erfindungsgemäße Verfahren wird das Trägersignal bzw. Ausgangssignal des Senders moduliert, so daß eine Aufweitung der schmalen Spektrallinien und eine Absenkung der spektralen Leistungsdichte erfolgt.

DE 198 60 909 A 1

DE 198 60 909 A 1

Beschreibung

Technisches Gebiet

- 5 Die Erfindung betrifft eine Anordnung bzw. ein Verfahren zur Verbesserung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) von Datenverbindungen und insbesondere von digitalen Datenverbindungen.

Stand der Technik

10 Die Anwendungsgebiete von digitalen Datenverbindungen erweitern sich kontinuierlich. Die digitale Signalübertragung weist in den meisten Fällen gegenüber der analogen Signalübertragung signifikante Vorteile auf. Die Kosten für Hochgeschwindigkeitsdatenkanäle verringern sich mit der Entwicklung von neuen Übertragungstechniken. Die Einzelkanalbandbreite wurde sehr kostengünstig so daß das Multiplexen von mehreren Niedriggeschwindigkeitssignalen in eine einzelne Hochgeschwindigkeitssignalleitung häufig die ökonomischste Lösung ist. Dies wurde insbesondere bei Hochgeschwindigkeitsdrehverbindern verwirklicht.

15 Die klassische Lösung zur Übertragung von großen Datenvolumina von sich drehenden zu stationären Teilen war die parallele Verwendung einer großen Anzahl von Schleifringwegen. Dies führte zu einer massiven Bauweise mit sehr hohem Gewicht und hohen Kosten. Mechanische Schleifringe eignen sich besonders zur Energieübertragung, aber für die Übertragung großer Datenmengen weisen sie einige signifikante Nachteile wie Bandbreitenbegrenzung, Kontaktrauschen und Ausfälle auf.

20 Infolge der großen Anzahl von Wegen mit einer Datenübertragungskapazität nahe an den physikalischen Grenzen der kontaktierenden Schleifringwege waren Lebensdauer und Instandhaltung ein Hauptanliegen. Die neuen kontaktlosen Hochgeschwindigkeitsverbindungen überwinden alle diese Probleme und ermöglichen instandhaltungsfreie Lebensdauern mit höchster Übertragungsqualität und beinahe unbegrenzter Bandbreite.

25 Ein sehr wichtiger Aspekt nicht nur bei der Anwendung von kontaktlosen Hochgeschwindigkeitsverbindungen, sondern von jeder elektronischen Vorrichtung ist die elektromagnetische Verträglichkeit. Elektromagnetische Emissionen bzw. Aussendungen sind am meisten bei drahtbasierenden Verbindungen und nicht abgeschirmten Drehverbindern kritisch aber selbst Sender, Empfänger und Verstärker bei auf Glasfaser basierenden Verbindungen können elektromagnetische Felder aussenden.

30

Darstellung der Erfindung

Erfindungsgemäß wird beschrieben wie die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) insbesondere von Hochgeschwindigkeitsdatenverbindungen von den gesendeten Signalen abhängt und wie diese Signale in einer derartigen Weise 35 abgeändert werden können, so daß die elektromagnetischen Emissionen minimiert werden. Die erfindungsgemäß Vorrichtung bzw. das erfindungsgemäß Verfahren ist ebenfalls für die Anwendung von kontaktlosen Hochgeschwindigkeitsdatenverbindungen insbesondere bei sehr großen offenen Einheiten wesentlich, wie die, welche für Computertomographen (CT-Abtasteinrichtungen) entworfen wurden.

40 Die Übertragung von beliebigen Signalen und insbesondere digitaler Signale erfolgt dem Stand der Technik entsprechend im Basisband oder moduliert, überwiegend in Form von mehr oder weniger steilflankigen, rechteckförmigen Signalfolgen. Diese Signalfolgen haben in Abhängigkeit der jeweiligen Codierung ein ausgeprägtes, breites Linienspektrum. Dieses Spektrum kann bereits bei geschlossenen oder geschirmten Systemen, aber insbesondere bei offenen Systemen wie Drehübertragern, zu Störstrahlungen führen, welche über die in den gängigen EMV-Normen festgesetzten 45 Grenzwerte hinausgehen können. Besonders problematisch sind hier kontaktlose, offene Übertragungssysteme, wie sie z. B. auch zur linearen Übertragung oder zur Drehübertragung angewendet werden. Explizit betroffen hiervon sind auch Leckleitungssysteme.

45 Zur Verringerung des Störpegels sind verschiedene Maßnahmen bekannt. So kann durch eine Tiefpaß- oder auch Bandpaßfilterung der übertragene Frequenzbereich eingeschränkt werden. Häufig ist dieses aber gerade bei breitbandigen Übertragungssystemen, wie z. B. einer Übertragung mit 200 MBaud, nur schwer möglich. So wird bei einer 200 50 MBaud-Strecke mindestens eine Bandbreite von 140 MHz benötigt. Eine weitere Maßnahme ist die Verringerung des übertragenen Signalpegels. Diese führt aber zu einem schlechteren Signal-Rauschabstand und damit auch bei digitalen Systemen zu einer Verschlechterung der Bitfehlerrate. Mit den dem Stand der Technik entsprechenden Maßnahmen ist es nur schwer möglich, die EMV-Eigenschaften einer solchen Übertragungsstrecke zu verbessern, ohne die Übertragungseigenschaften selbst zu beeinträchtigen.

55 Aufgabe der Erfindung ist es daher, eine digitale Übertragungsstrecke, insbesondere kontaktlose Drehübertragungsstrecke, derart zu gestalten, daß die abgestrahlten Störpegel im Sinne der derzeit gültigen EMV-Normen verringert werden, ohne die Übertragungsqualität entsprechend zu beeinträchtigen.

60 Diese Aufgabe wird mit den im Anspruch 1 angegebenen Mitteln gelöst. Erfindungsgemäß wird durch eine Modulation des Übertragungstaktes das übertragene Linienspektrum des Signals so verbreitert, daß die Lücken zwischen den einzelnen Spektrallinien aufgefüllt werden und somit die mittlere spektrale Leistungsdichte verringert wird. Eine erfindungsgemäß Anordnung besteht aus einem dem Stand der Technik entsprechenden Sender, welcher einen Taktgenerator enthält sowie einer zusätzlichen Modulationseinheit, welche den Sender bzw. dessen Taktgenerator oder das Senderausgangssignal an einer beliebigen Stelle der Übertragungsstrecke derart ansteuert, daß das Spektrum verbreitert wird. Eine 65 derartige Ansteuerung kann z. B. eine Phasen- oder auch Frequenzmodulation sein. Möglich sind aber auch Amplituden oder andere Modulationsverfahren. Weiterhin ist eine zusätzliche Steuereinheit vorhanden, die der Modulationseinheit das Modulationssignal liefert.

65 Dabei grenzt sich die Erfindung eindeutig von einer nach dem Stand der Technik bekannten Modulation zur Verbesserung der EMV-Eigenschaften einer integrierten Schaltung nach einer Veröffentlichung der Fa. IC Works, 3725 North

DE 198 60 909 A 1

First Street, San Jose, CA USA vom März 1997 mit dem Titel "SPREAD SPECTRUM CLOCK GENERATOR" ab. Die Veröffentlichung bezieht sich auf die Verbesserung der EMV-Eigenschaften bei Rechnerplatten und nicht bei Übertragungsstrecken.

Einfluß einer spektralen Aufspreizung auf EMV-Eigenschaften

5

Der allgemeine Begriff Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) ist sehr schwer zu definieren. Es wird auf den sehr allgemeinen Standard CISPR 11 Bezug genommen. Dieser Standard definiert Grenzwerte für die maximale Emission von elektromagnetischer Energie und gibt die geeigneten Meßverfahren an. Dieser Standard bestimmt eine Messung für ausgestrahlte Emissionen in dem Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz. Die ausgestrahlte Leistung wird in Schritten von 120 kHz mit einer Bandbreite von 120 kHz gemessen. Bei der Anwendung einer spektralen Aufspreizungstechnik ist es nicht unbedingt notwendig, ein gleichmäßig verteiltes Breitbandspektrum aufzuweisen; es ist nur notwendig darauf zu achten, daß jeder 120 kHz-Bereich dieselbe Energie zugeführt bekommt. Dies kann durch ein Breitbandsignal oder einen einzelnen Schmalbandspitze in diesem Bereich erreicht werden. Für die meisten Anwendungen ist das Aufspreizen dieses Spektrums in Linien mit einem Abstand von 120 kHz oder mit einem Sicherheitsabstand 100 kHz voneinander die kostengünstigste Lösung. Weiteres Spreizen dieses Spektrums erfordert die Einführung sehr niedriger Frequenzveränderungen in dem Datenstrom. Bei einigen Anwendungen treten diese Veränderungen natürlicherweise auf, z. B. wenn "Echtdaten" wie Videosignale übertragen werden. Aber es sollte Sorge dafür getragen werden, daß in Extremsituationen, wenn z. B. das Videosignal ausgeschaltet ist und nur digitale Nullen übertragen werden, das Spektrum breit genug gespreizt wird, um die EMV-Vorschriften zu erfüllen.

10

Bei der Verwendung von Hochgeschwindigkeitsdigitaldatenverbindungen muß beträchtliche Vorsorge getroffen werden, um die Erfordernisse der internationalen EMV-Regelungen zu erfüllen. Mit Datenraten von einigen Hundert bis zu mehreren Tausend MBaud liegt die Grundfrequenz in dem Bereich allgemeiner Übertragungs-, Radio- und Fernseh-Bändern. Zur allgemeinen Verringerung von Interferenzen ist es besser die Informationen mit einem Breitbandsignal mit gleichmäßig verteilter niedriger spektraler Leistungsdichte zu übertragen, anstatt daß die Informationen einige diskrete Spektrallinien mit großer Leistung aufweisen.

15

Die Erfindung beschreibt wie allgemein verwendete digitale Datenverbindungen in einer derartigen Weise abgeändert werden können, daß das Spektrum signifikant aufgespreizt wird.

20

Es bestehen zwei sich ergänzende Verfahren, um dies zu erreichen. Das erste Verfahren ist die geeignete Codierung des digitalen Signals. Das weitere Verfahren ist eine Art von Frequenzmodulation. Diese Frequenzmodulation kann überall in der Verbindung ausgeführt werden, ohne daß Sender oder Empfänger beeinflußt werden.

25

Erfnungsgemäß wird die herkömmliche Datencodierung zur Optimierung der EMV-Eigenschaften der Verbindung vorteilhaft weitergeführt.

30

Aufspreizen des Trägersignals (Datentaktsignals) des Senders

35

Im Sender kann der Datenzeitverlauf einfach durch Steuerung des Senderträgersignals gesteuert werden. Dies erfordert direkten Zugriff auf das Senderträgersignal. Eine herkömmliche Lösung ist das Ersetzen der Standardquarzoszillatoreinheit durch einen neumodulierten Oszillator in derselben Einheit.

40

In einer besonders vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung ist die Modulationseinheit derart gestaltet, daß sie die Taktfrequenz des Taktgenerators des Senders entsprechend den Modulationssignalen der Steuereinheit frequenzmoduliert. Eine solche Ausgestaltung ist technisch besonders einfach möglich, indem im frequenzbestimmenden Element des Taktgenerators ein VCO angeordnet wird, welcher in Abhängigkeit von der an ihm anliegenden Steuerspannung die Frequenz des Taktgenerators verändert. Die Steuerspannung dieses VCO wird durch die Steuereinheit vorgegeben. Liefert die Steuereinheit nun ein niederfrequentes Signal, so ändert sich im Takte dieses Signals ebenso die Frequenz des Taktgenerators des Senders, sie wird damit frequenzmoduliert.

45

Frequenzmodulation

50

Frequenzmodulation ist der direkte Weg zur Aufspreizung des Spektrums. Serielle Standardübertragungsstrecken wie TAXIchip® oder Hot-Link® tolerieren eine statische Taktfrequenzabweichung von $\pm 0.1\%$. Um die Grenzen für Quarzoszillatortoleranzen einzuhalten, sollte die maximale Frequenzänderung weniger als 10^{-4} sein. Da wie vorstehend beschrieben eine Spreizung von Spektrallinien unterhalb 100 kHz keinen Vorteil bringt, ist die minimale Datenrate f_{Dmin} für langsame Frequenzhübe

55

$$f_{Dmin} = \frac{100\text{kHz}}{10^{-4}} = 1\text{GHz} \quad (6)$$

aus der Formel

60

$$f_{Min} = \frac{f_{Data}}{n_{Frame}} \quad (3)$$

65

wobei n_{Frame} die Anzahl von Bits in Datenblöcken, f_{Data} die Datentaktfrequenz und f_{Min} die untere Frequenzgrenze ist. Dies zeigt, daß langsame Frequenzhübe bei Datenraten unterhalb 1 Gbaud keine Verbesserung bringen.

DE 198 60 909 A 1

Phasenmodulation

5 Phasenmodulation wird einfach durch Einfügen einer gesteuerten elektrischen Verzögerung in das Trägersignal (bzw. Taktsignal) erzielt. Eine niedrige Frequenz- bzw. Phasenmodulation kann durch den Empfänger PLL nachgesteuert werden, erzeugt aber keine signifikante Spreizung des Spektrums. Eine sehr hohe Frequenzphasenmodulation hat die erwünschte Wirkung auf das Spektrum, verhält sich aber wie eine zusätzliche Synchronisationsstörung des Empfängereingangs.

10 In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung wird die Modulationseinheit hinter den signalverarbeitenden und modulierenden Stufen des Senders angeordnet, so daß sie das Ausgangssignal des Senders direkt modulieren kann.

Modulation des Datenstroms

15 Erfindungsgemäß kann das Spektrum auch durch Modulation des Senderausgangssignals (bzw. des Datenstroms) aufgespreizt werden. Die Modulation oder Modifizierung des Senderausgangssignals (bzw. des Datenstroms) selber weist einen großen Vorteil gegenüber der Modifizierung des Senderträgersignals (bzw. Senderdatentaktsignals) auf. Es ist keine Modifizierung im Sender selber notwendig. Das Senderausgangssignal (bzw. der Datenstrom) kann überall auf der Übertragungsstrecke modifiziert werden. So bedarf dieses System keiner Veränderung des Designs des Senders, wodurch Entwicklungskosten niedrig gehalten werden und eine nahtlose Integration in vorhandene Designs ermöglicht wird.

20 In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung enthält der Sender eine durch den Steuergenerator steuerbare Verzögerungsschaltung, welche einzelne Pulse oder auch nur Signalflanken des Ausgangssignals, proportional zu einer vom Steuergenerator vorgegebenen niedrigen Modulationsfrequenz, verzögert. Im Sinne der Erfindung wird unter dem Begriff Sender die Zusammenfassung aller Einheiten verstanden, welche Daten, Signale bzw. Takte derart aufbereiten und zusammenfassen, daß sie über die Übertragungsstrecke selbst übertragen werden können. Im Sinne der Erfindung spielt es keine Rolle, ob diese Verzögerung im Taktgenerator des Senders oder in einer späteren Stufe oder erst in einer Treiberschaltung für die Übertragungsstrecke erfolgt.

Phasenschiebeverfahren

30 Der beste Weg zur Modifizierung eines vorhandenen Datenstroms ohne Beeinflussung des Datensenders ist also eine gesteuerte Verzögerung einzuführen. Der Datenstrom wird einer Verzögerungssteuereinrichtung zugeführt, die den Datenstrom analysiert und ein Steuersignal V_p für die gesteuerte Verzögerungsschaltung erzeugt. Diese Schaltung verzögert den Datenstrom für eine durch V_p gegebene Zeit. Eine beinahe statische Verzögerung, die durch eine niedrige Frequenz moduliert wurde entspricht einer Phasenmodulation. Diese Art der Phasenmodulation hat nur eine geringe Wirkung auf die Breite des Spektrums. Bei einer Phasenmodulation ist die Breite des Spektrums von der Modulationsfrequenz weitgehend unabhängig. Deshalb muß zur Aufspreizung des Spektrums der Modulationswinkel erhöht werden. Eine höhere Modulation erfordert spezielle Schaltungen mit Speicherelementen und diese kann durch einfache Verzögerungselemente nicht mehr verwirklicht werden. Vorteilhafter ist eine Art von Frequenzmodulation. Frequenzmodulation ist ein Spezialfall der Phasenmodulation mit über die Zeit integrierten Phasenwinkeln.

Weiterhin kann die Phasenverschiebung vorteilhaft durch ein Taktregenerierungsverfahren vorgenommen werden.

35 Zusätzlich kann vorteilhaft zu der Modulation durch die Modulationseinheit eine Datenkodierung mittels Pseudorandomrauschen vorgenommen werden.

In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung befindet sich im Empfänger eine Steuereinheit, welche den Taktgenerator des Empfängers synchron zur Modulation des Senders steuert. Diese Synchronisation kann wahlweise über ein für Sende- und Empfangsseite gemeinsam verfügbares Signal, wie z. B. die Netzfrequenz, erfolgen.

40 In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung befindet sich im Empfänger eine Steuereinheit, welche im Falle der Modulation der Frequenz des Taktgenerators des Senders den Taktgenerator des Empfängers synchron zu dieser Modulation steuert, so daß das Empfangssignal im Empfänger unmoduliert weiterverarbeitet werden kann.

45 In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung wird parallel zur Übertragungsstrecke zwischen Sender- und Empfängerseite ein zusätzliches Signal zur Steuerung der Modulation übertragen. Durch dieses zusätzliche Signal kann nun im Empfänger eine Demodulation erfolgen, welche zur Modulation im Sender synchron ist.

Kurze Beschreibung der Zeichnung

50 Zur Erläuterung der Erfindung sind noch Figuren angefügt. Diese zeigen:
Fig. 1 erfundungsgemäße Anordnung,
Fig. 2 Störspektrum einer typischen Übertragungsstrecke mit 190 MBaud im Basisband,
60 **Fig. 3** Störspektrum der Übertragungsstrecke aus **Fig. 2** mit einer Frequenzmodulation des Taktgenerators,
Fig. 4 ein 200 MBaud 1010-PCM-Signal (obere Kurve) und ein Bittaktsignal (untere Kurve),
Fig. 5 das Spektrum von 0 bis 1 GHz eines 200 MBaud 1010-PCM-Signals,
65 **Fig. 6** ein 200 Mbaud PCM-Signal mit 10000100-Muster (obere Kurve) und Bittaktsignal (untere Kurve),
Fig. 7 das Spektrum von 0 bis 1 GHz eines 200 Mbaud PCM-Signals (10000100),
Fig. 8 das Spektrum eines normalen 200 Mbaud PCM-Signals (schmale Kurve) und eines 200 Mbaud PCM-Signals mit frequenzmoduliertem Bittaktsignal (breite Kurve) bei einer angezeigten Mittelfrequenz von 100 MHz und Abstand von 10 MHz,
70 **Fig. 9** das 200 Mbaud PCM-Signal von **Fig. 8** (obere Kurve) mit frequenzmoduliertem Bittaktsignal (unter Kurve),
75 **Fig. 10** ein 200 Mbaud PCM-PN7-Spektrum (Pseudorandomrauschen mit 128 Bit Musterlänge) mit Spitzenamplitude von

DE 198 60 909 A 1

-36 dBm und Linienbeabstandung von 1,56 MHz,

Fig. 11 ein 200 Mbaud PCM-PN15-Spektrum (Pseudorauschen mit 32768 Bit Musterlänge) mit Amplitude von -60 dBm und Linienbeabstandung von 6,1 KHz,

Fig. 12 ein 200 Mbaud-PCM-PN17-Spektrum (Pseudorauschen mit 131072 Bit Musterlänge) mit Amplitude bei -54 dBm und Linienbeabstandung von 1,5 KHz,

Fig. 13 eine Zufallskodierung (obere drei Kurven) und Dekodierung (untere drei Kurven), wobei das Kodieren durch eine Exklusiv-Oder-Verknüpfung der Daten mit einer Pseudorauschfolge erfolgt,

Fig. 14 eine gesteuerte Phasenschiebeeinrichtung,

Fig. 15 eine 200 Mbaud PCM-Grundfrequenz bei 100 MHz (schmale Spitze) und das Spektrum eines phasenmodulierten Signals mit 6,28 rad bei 10 KHz (breitere Spitze),

Fig. 16 eine 200 Mbaud PCM-Grundfrequenz bei 100 MHz (schmale Spitze) und ein Spektrum eines frequenzmodulierten Signals mit 1 MHz (breite Spitze),

Fig. 17 ein einfaches frequenzmoduliertes Signal,

Fig. 18 ein verdoppeltes Spektrum,

Fig. 19 ein FM-gespreiztes Spektrum bei niedrigem Frequenzhub,

Fig. 20 ein FM-PCM-Signal (obere Kurve) und ein Bittaktsignal (untere Kurve) mit niedrigem Frequenzhub,

Fig. 21 eine Modulation mittels Taktregenerierung,

Fig. 22 ein 200 MBaud 1010-PCM-Signalspektrum von 0 bis 1 GHz,

Fig. 23 ein 200 MBaud 1010-PCM-Signalspektrum mit 8B/10B-Kodierung von 0 bis 1 GHz,

Fig. 24 ein 200 MBaud 1010-PCM-Signalspektrum mit 8B/10B-Kodierung und FM von 0 bis 1 GHz, und

Fig. 25 ein 200 MBaud 1010-PCM-Signalspektrum mit Pseudorauschkodierung von 0 bis 1 GHz.

Beschreibung von Ausführungsbeispielen

Fig. 1 zeigt eine erfindungsgemäße Anordnung bestehend aus einem Sender (**1**), welcher über die Übertragungsstrecke (**2**) mit dem Empfänger (**3**) verbunden ist. Der Sender (**1**) enthält einen Modulator (**4**) und wird über die Steuereinheit (**5**) gesteuert. Durch diese Steuereinheit wird nun das Modulationssignal zur Modulation des Signals des Senders bzw. der Frequenz des Taktgenerators derart erzeugt, daß das Spektrum des Ausgangssignals, welches über den Datenkanal (**2**) übertragen wird, verbreitert wird. Für den Stand der Technik entsprechende Empfängerschaltungen ist eine geringfügige Modulation, insbesondere eine Frequenzmodulation des Sendersignals kein Problem. Die Änderung der Frequenz, insbesondere bei einer niedrigen Modulationsfrequenz, wird problemlos durch die zur Daten- und Taktekonstruktion im Empfänger vorhandene PLL ausgeregelt.

Fig. 2 zeigt das in einer Absorberhalle gemessene Spektrum, welches von einem dem Stand der Technik entsprechenden Sender über die Datenstrecke (**2**) abgestrahlt wird.

Fig. 3 zeigt das Spektrum einer erfindungsgemäßen Anordnung, wobei durch den Steuergenerator das Signal des Senders mit einem Frequenzhub von 2 MHz moduliert wird. Dadurch fallen auch spektrale Anteile in die Lücken zwischen den Spektrallinien. Bei einer gleichen Ausgangssignalamplitude wird die Leistungsdichte bei den einzelnen Frequenzen dadurch verringert. Die Verringerung der maximalen Amplitude liegt bei etwa 16 dB.

Frequenzspektrum digitaler Signale

Wie bei beinahe jeder digitalen Datenverbindung ist der Datenstrom im PCM-Format, was bedeutet, daß nur zwei digitale Pegel, nämlich null und eins vorliegen. Die Informationen sind in dem Vorhandensein von Nullen und Einsen in bestimmten Zeitfenstern enthalten. Für ein Signal mit abwechselnden Nullen und Einsen entspricht die Wellenform einer symmetrischen Rechteckwelle (**Fig. 4**) mit einer Frequenz, die der Hälfte der Bittaktrate entspricht.

Ein derartiges Signal weist das hinreichend bekannte Spektrum auf, welches in **Fig. 5** dargestellt ist.

Es zeigen sich nur ungerade harmonische mit linear sinkender Amplitude. Gerade harmonische treten nur auf, falls das Signal unsymmetrisch ist. Weist das Signal andere Muster mit größeren Zeitintervallen von Nullen und Einsen wie das Signal in **Fig. 6** auf, dann erscheinen in dem Spektrum Seitenbänder mit Offsets von mehrfachen der Frequenzkomponenten dieser längeren Zeitintervalle. Dies führt von einem einfachen NadelSpektrum zu einem mehrdiversifizierterem Spektrum wie es in **Fig. 7** dargestellt ist.

Liegen viele unterschiedliche Muster wie in unterschiedlichen Kombinationen vor wird das Spektrum mehr und mehr diversifiziert. Für die meisten digitalen Signale ist die durchschnittliche elektrische Leistung der Daten konstant. Bei einer Messung über einem längeren Zeitintervall sind die Anzahlen von Nullen und Einsen annähernd gleich. So ist die durchschnittliche Leistung P_{Mean} eines zufälligen binären Signals die mittlere Leistung von null P_0 und von eins P_1 .

$$P_{Mean} = \frac{1}{2} \cdot (P_0 + P_1) \quad (1)$$

Bei einer spektralen Darstellung der Summe aller Amplituden \bar{A}_i der spektralen Linien muß diese deshalb gleich diesem Wert sein:

$$P_{Mean} = \sum_i \bar{A}_i \quad (2)$$

DE 198 60 909 A 1

Verringerung der spektralen Leistungsdichte

Bei unserem ersten Beispiel (Fig. 4) mit einem Muster 1010 liegen hohe Energiepegel an der Basisfrequenz des Signals und deren Harmonischen vor. Falls das Signal zu zusätzlichen Frequenzen gespreizt wird, muß dann die Energie der einzelnen Spektrallinien sinken, da die Gesamtenergie konstant ist. So führt theoretisch das unbegrenzte Aufspreizen der Bandbreite zu unbegrenzt niedrigen Energiedichten. In der Praxis gibt es jedoch einige Begrenzungen.

Obwohl Bandbreiten nicht sehr teuer sind, so sind es unbegrenzte Bandbreiten. So verwendet ein guter Entwurf einer Datenverbindung nicht viel mehr Bandbreite als für die Übertragung der Informationen erforderlich. Aber selbst das Auffüllen der Lücken zwischen den Spektrallinien würde eine erhebliche Verbesserung bringen. Zur Optimierung einer Datenverbindung sollte die Codierung und das Formen eines Signales derart sein, daß keine zusätzliche Bandbreite erforderlich ist und daß anstelle von einzelnen Spektrallinien ein konstantes Leistungsspektrum mit frequenzunabhängigen Leistungsdichten vorliegt. Fig. 8 zeigt ein typisches Nadelspektrum eines 1010 Signals und mit der zweiten Kurve das Spektrum desselben Signals, das für eine breitere Bandbreite mit einer 2 MHz-Frequenzmodulation (FM) abgeändert wurde. In Fig. 9 sind dasselbe Signal und dessen Taktsignal in dem Zeitfenster eines Oszilloskops angezeigt. Es besteht kein signifikanter Unterschied zwischen diesen beiden Signalen.

Dies zeigt, daß die EMV-Eigenschaften einer digitalen Verbindung durch leichte Abänderung des Signals signifikant verbessert werden können. Es werden unterschiedliche Verfahren zur Spreizung des Spektrums nachstehend beschrieben.

20 Allgemeine Datencodierungs schemata

Gewöhnlich werden Daten in Blöcken gepackt die einen zusätzlichen Block und Fehlerüberprüfungsbits enthalten. Diese zusätzlichen Bits sind ebenfalls zur Synchronisation des Datenempfängers zu dem Sender notwendig. Häufig wird eine bestimmte Codierung wie 8B/10B zur Ausführung dieser Aufgaben verwendet. Auf diese Weise würde ein extrem langer Datenstrom bestehend nur aus Nullen und Einsen niemals auftreten. Typische Blöcke die Synchronisations- und Fehlerkorrekturbits aufweisen, haben Größen n_{Frame} von etwa 10 bis 20 Bits. Dies ergibt eine niedrigere Frequenzbegrenzung und eine Beabstandung der Spektrallinien mit der Blockwiederholungsrate, selbst falls die Daten nur Nullen oder Einsen enthalten. Mit einer Datentaktrate f_{Data} ist die untere Frequenzbegrenzung f_{Min} und die minimale Beabstandung der Spektrallinien gleich:

$$30 \quad f_{Min} = \frac{f_{Data}}{n_{Frame}} \quad (3).$$

35 Zusätzlich werden die Daten gewöhnlich codiert, um gleichstromfrei zu sein, und zur Erhöhung der Redundanz für eine einfache Fehlererkennung. Sowohl eine Datenverpackung als auch eine Codierung ermöglichen die Aufspreizung des Spektrums. Eine kleine Packungsdichte bewirkt eine relativ hohe Packungswiederholungsrate und deshalb eine mäßige Spektrumsspreizung. Beispielsweise ergibt ein 10-Bit-Block bei einer Datentakt signalrate von 200 MHz eine spektrale Linienbeabstandung von:

$$40 \quad f_{Min} = \frac{200MHz}{10} = 20MHz \quad (4).$$

45 Dies bedeutet, daß in dem Spektrum nicht nur spektrale Linien bei 100 MHz, 300 MHz, 500 MHz, usw. sondern zusätzlich Linien erscheinen, die bei 20 MHz beabstandet sind. Dies ergibt fünfmal mehr Spektrallinien mit einem durchschnittlichen Absinken in der Leistung von 7 dB. Solch eine Codierung allein ist für eine wirksame EMV-Verbesserung nicht ausreichend genug.

50 Pseudozufallsmuster

Ein Datenstrom mit einer Zufallsfolge von Nullen und Einsen ergibt eine sehr gleichmäßige spektrale Verteilung. Theoretisch würde eine unbegrenzte Zufallsfolge ein perfektes Spreizungsspektrum mit einer konstanten spektralen Leistungsdichte bewirken. Nachteiligerweise kann ein derartiger Datenstrom die erwünschten Informationen nicht enthalten. Um dieses Problem zu lösen, können deterministische Pseudozufallsmuster verwendet werden. Diese bestehen aus einer vorbestimmten, reproduzierbaren Folge von Bits. Gewöhnlicherweise ist die Länge dieser Muster festgelegt. Diese Muster werden Pseudozufallsmuster genannt, da sie auf den ersten Blick wie eine Zufallsfolge aussehen, aber sie haben eine festgelegte Folge und können vorhergesagt werden. Eine wirkliche Zufallsfolge kann niemals vorhergesagt werden.

60 Einfluß der Musterlänge auf die spektrale Dichte

In der Praxis verwendete Pseudozufallsmuster weisen eine begrenzte Musterlänge auf. Nach der Sendung von n_p Bits wird dasselbe Muster wiederholt. Die Gründe für kurze Muster sind begrenzte Speicher für die Muster und eine einfachere Synchronisation. Ein langes Muster und deshalb eine niedrige Musterwiederholungsrate bewirken niedrige Frequenzkomponenten in dem Signal und deshalb eine nahe Spektrallinienbeabstandung. Der minimale Abstand Δf benachbarter Spektrallinien ist umgekehrt proportional zu der Zufallsmusterlänge n_p :

$$\Delta f = \frac{f_p}{n_p} \quad (5).$$

5 Somit ist eine große Musterlänge für eine niedrige Spektrallinienbeabstandung wünschenswert. Der Einfluß der Musterlänge ist in den Fig. 10, 11 und 12 dargestellt.

In Fig. 10 sind die Spektrallinien mit 1,56 MHz beabstandet, ihre Amplituden betragen -36dBm. Wird wie in Fig. 11 dargestellt eine längere Codefolge ausgewählt, wobei die Musterlänge um das 256fache größer ist, dann sind die Spektrallinien um 6,1 KHz beabstandet. Dies ist unterhalb der Auflösung des Spektralanalysators, der eine gerade Linie anzeigen. Die Amplitude der Spektrallinien (die zu der Amplitude der Linie identisch ist) ist mit -60 dBm exakt 1/256 der vorhergehenden Amplitude von -36 dBm. Eine vierfach größere Musterlänge wird in Fig. 12 angewendet, woraus sich eine viermal niedrigere (-6 dB) Signalamplitude ergibt.

Anwendung von Pseudozufallsmustern nach dem Stand der Technik

5

10

15

Eine einfache Annäherung für sehr kurze Pseudozufallsfolgen ist ein Codierschema wie die allgemein verwendete 4 B/5 B- oder 8B/10B-Codierung. Hier werden 8 Bit Binärzahlen in eine Folge von 10 sich verändernden Bits codiert. Auf diese Weise wird sich selbst aus einer 0 nicht eine lange Folge von Null-Bits ergeben. Diese Muster ergeben einen leichten Spreizungseffekt, aber ergeben eine gleichmäßige Spektralverteilung.

20

Ferner sind eine sehr übliche Verwendung von Pseudozufallsmustern Bit-Fehlerratentests, bei denen das Breitbandspektrum dieser Muster eine vollständige Überprüfung des gesamten Übertragungssystems erlauben.

25

Statische Muster

30

Die meisten seriellen Sender verwenden ein Leerzeichen, wenn keine Daten zu senden sind. Dieses Leerzeichen ist ein eindeutiges Muster das die Identifikation als "keine Daten" ermöglicht und weiter ermöglicht, daß der Empfänger zu dem Sendertaktsignal synchronisiert wird. Gewöhnlich liegt nur eine Art von Leerzeichenmuster vor. Werden keine Daten für längere Zeittauern gesendet, dann wird nur dieses Muster über die Verbindung gesendet. Es weist dieselbe Länge wie ein Standarddatenwort auf und hat deshalb eine vergleichsweise hohe untere Frequenz und eine Spektrallinienbeabstandung, die sich aus Gleichung (5) ergibt. Gewöhnlicherweise weisen derartige Muster keine gerade Verteilung ihrer Spektrallinien auf. Folglich kann eine Hochgeschwindigkeitsdatenverbindung ausgezeichnete EMV-Eigenschaften aufweisen wenn reale Daten gesendet werden. Aber in dem Moment, wenn die Sendung beendet wird und ein Leerzeichen gesendet wird, sind die EMV-Eigenschaften sehr verschlechtert. Diese statischen Muster sind der ungünstigste Fall für eine elektromagnetische Emission bzw. Aussendung. Falls eine Sendung dieser Muster über längere Zeittauern nicht vermieden werden kann, sollten die EMV-Messungen unter diesen Bedingungen ausgeführt werden.

35

Bei der Festlegung eines guten Systems sollten derartige statische Muster unter allen Umständen vermieden werden. Dies kann durch Senden sich verändernder Abnehmerleerzeichen oder durch Senden einer Pseudozufallsfolge erfolgen, die den Leerzeichenzustand signalisieren. Selbst eine lange Folge von Nullcodes kann akzeptiert werden, falls es mit einem Pseudorauschsignal mit einer langen Musterlänge codiert wird.

40

Erfindungsgemäße Verfahren zur Aufspreizung der Bandbreite

45

Wie es vorstehend beschrieben wurde, gibt es unterschiedliche Wege zur Aufspreizung des Spektrums. Die beste Wirkung auf die elektromagnetische Aussendung wird erhalten, wenn zumindest zwei Verfahren, die einander ergänzen, angewendet werden. Eine sehr gute Kombination ist eine Pseudorauschendatencodierung zusammen mit einer Art von Datenzeitverlaufmodulation. Der Datenzeitverlauf kann auf unterschiedliche Weisen moduliert werden. Ein Weg ist die Änderung des ursprünglichen Datentaktsignals beim Sender. Ein weiterer Weg ist die Änderung des Zeitverlaufs des Datenstroms selber.

50

Datencodierung

55

Wie es vorstehend dargestellt wurde, sollte zur Optimierung der EMV-Eigenschaften der Datenstrom wie eine Zufallsfolge aussehen. Sehr oft weisen reale Daten Zufallseigenschaften auf. In Meßsignalen oder Videobildsignalen tritt immer ein gewisses Rauschen auf, welches die Zufallseigenschaften mit einbringt. In weiteren Fällen würde die Codierung des Datenstroms mit einer Zufallsfolge ein gewünschtes Ergebnis bringen. Diese Codierung kann sehr leicht ausgeführt werden. Falls Daten in großen Blöcken gesendet werden, kann jeder Block mit einer gegebenen Zufallsfolge einer Exklusiv-ODER-Verknüpfung unterzogen werden (Fig. 13). Nun sieht das gesendete Signal wie ein Zufallssignal aus. Selbst in dem schlechtesten Fall einer Folge von Nullen oder Einsen sieht das Signal wie ein Zufallssignal aus.

55

Der Empfänger kann die ursprünglichen Daten durch die Exklusiv-ODER-Verknüpfung des Blocks mit derselben Zufallsfolge als den ursprünglichen Datenblock rekonstruieren. Als Alternative kann das Signal einem klassischen Pseudozufallsgenerator zugeführt werden, der auf Schieberegister mit Rückführung beruhen kann.

60

Es gibt bestimmte Situationen, auf die ein Augenmerk gerichtet werden sollte. Die meisten Datenparallel-Serienumsetzer weisen ein festgelegtes "keine Daten"-Signal auf, was diesen ermöglicht in dem Fall eines Fehlens von Daten zu synchronisieren. Falls der Parallel-Serienumsetzer keine Daten zugeführt bekommt, wird er kontinuierlich dieses kurze Datenwort senden, das gewöhnlicherweise aus einer Folge von 10 bis 20 Bits besteht. Dieses Signal führt zu einer sehr breiten Frequenzlinienbeabstandung und deshalb zu sehr schlechten EMV-Eigenschaften. Somit muß unter allen Umständen vermieden werden daß ein statisches Muster zu senden ist. Um dies zu verhindern, müssen dem Parallel-Serien-

65

DE 198 60 909 A 1

umsetzer Daten zugeführt werden. Dies kann durch eine einfache Softwareveränderung erfolgen. Anstelle daß keine Daten gesendet werden, können dieselben Blöcke gesendet werden, die für Daten verwendet werden, aber diese sind mit Nullen oder einigen anderen Mustern aufgefüllt, die als "keine Daten" identifiziert werden können. Wird der Strom von Nullen mit dem Zufallsmuster exklusiv-ODER-verknüpft, so ergibt dieses ein perfektes Zufallsmuster in der Datenverbindung und deshalb beste EMV-Eigenschaften. Beim Empfänger kann der Strom von Nullen nach der Exklusiv-ODER-Verknüpfung mit dem Zufallsmuster leicht als keine Daten identifiziert werden.

Wie es vorstehend dargestellt wurde, ist der Spektrallinienabstand umgekehrt proportional zu der Pseudozufallsmusterlänge. Der minimale Spektrallinienabstand kann durch die Gleichung (3) berechnet werden. Zur Ergänzung der Datencodierung sollte eine Zeitverlaufmodulationstechnik angewendet werden. Wenn keine sehr langen Codefolgen verwendet werden, kann eine Datencodierung am besten eine grobe Spreizung bewirken, wohingegen eine Zeitverlaufmodulation am besten eine feine Spreizung bewirken kann.

Aufspreizen des Datentaktsignals

15 Im Einleitungsteil wurden die Frequenzmodulation und die Phasenmodulation beschrieben. Um eine Verbesserung für untere Datenraten bei der Frequenzmodulation zu bewirken, muß der Takt für mehr als die erlaubten 10^{-4} verschoben werden. Dies kann durch synchrones Verschieben des Sender- und Empfängertakts erfolgen. Um dies auszuführen, muß eine Niederfrequenznachrichtenübermittlung zwischen Sender und Empfänger vorliegen. Solche Informationen können über eine zusätzliche Niederfrequenzleitung oder in dem Fall von Drehverbinder durch einen herkömmlichen Schleifringweg gesendet werden. Hier sind Rauschen und Bandbreite nicht kritisch. Ein anderer Weg ist die Verwendung einiger schon gemeinsam verfügbarer Signale wie bei einer Wechselstrom-(AC)-Energieleitung zur Synchronmodulation von Sender- und Empfängertakt. Somit ist kein zusätzliches Signal notwendig.

20 Bessere Ergebnisse können durch Modulation des Takteingangs mit einer sehr hohen zeitproportionalen Frequenz erreicht werden. Die Modulation sollte sehr schnell sein, so daß der Empfänger-PLL den Frequenzveränderungen nicht folgen kann. Falls die Gesamtphasenverschiebung zu groß ist, kann der Empfänger Daten verlieren. In diesem Fall kann ein ähnliches Verfahren, wie es im Einleitungsteil unter Phaseschiebeverfahren beschrieben wurde, angewendet werden. Im allgemeinen sollte diese Lösung an die Verbindung und deren tatsächliche Datentaktrate angepaßt sein.

25 Im Einleitungsteil wurden die Modulation des Datenstroms und das Phasenschiebeverfahren dargestellt. **Fig. 14** zeigt ein Blockschaltbild der Schaltung des Phasenschiebeverfahrens.

30 **Fig. 15** zeigt ein phasenmoduliertes Signal mit einer 6,28 rad-Modulation bei 10 KHz. Diese Phasenverschiebung von 6,28 rad entspricht eine volle Periode.

Fig. 16 zeigt eine Art der Frequenzmodulation mit einer Frequenzmodulation bei 1 MHz. Frequenzmodulation ist ein Spezialfall einer Phasenmodulation mit über die Zeit integrierten Phasenwinkel.

35 Ein einfaches Beispiel eines derartigen frequenzmodulierten Signals ist in **Fig. 17** dargestellt. Das Eingangssignal weist eine konstante Taktrate auf. Dies bedeutet, daß alle Zeitintervalle $t_n - t_{n-1}$ dieselbe Breite aufweisen. Bei einer gesteuerten Verzögerungsschaltung weisen die Takteingangsveränderungen zu Zeitpunkten t_0, t_2, t_4, t_6, t_8 keine Verzögerung auf, wohingegen die Veränderungen bei Zeitpunkten t_3, t_7 eine kleine positive Verzögerung Δt aufweisen und die Veränderungen bei Zeitpunkten t_1, t_5 weisen eine kleine negative Verzögerung $-\Delta t$ auf. Folglich ist der erste Takteingangzyklus T_1 länger als der zweite Takteingangzyklus T_2 . Somit kann T_1 durch folgende Formel ausgedrückt werden:

$$T_1 = T_2 + 2 \times \Delta t \quad (7).$$

Deshalb sind die Basisfrequenzen beider Takteingangzyklen gleich:

$$f_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{T_2 + 2 \cdot \Delta t} \quad (8)$$

50

$$f_2 = \frac{1}{T_2} \quad (9).$$

Nun wurde die Anzahl der Spektrallinien verdoppelt (**Fig. 18**). Zur weiteren Erhöhung der Anzahl von Spektrallinien können zusätzliche Frequenzen f_1 und f_2 eingeführt werden. Um dies zu erreichen, muß nur die Verzögerung Δt gemäß den Gleichungen (8) und (9) abgeändert werden. Zu diesem Zweck wird die Verzögerungssteuereinrichtung durch einen zusätzlichen Modulationsgenerator gesteuert, der die Verzögerungssteuereinrichtung dazu zwingt, alle Verzögerungen zwischen Δt_{\min} und Δt_{\max} mit einer sehr niedrigen Frequenz zu durchlaufen. Somit werden die spektralen Lücken zwischen f_1 und f_2 aufgefüllt, wie es in **Fig. 19** dargestellt ist.

65 Infolge der sehr kleinen zusätzlichen Verzögerungen verhält sich das Signal wie ein Signal mit zusätzlichen niedrigen Synchronisationsstörungen (Jitter) (**Fig. 20**). Dieses zusätzliche Jitter weist zwei spektrale Komponenten auf, die zu berücksichtigen sind. Zuerst verhält sich die Hochfrequenzmodulation wie wirkliches Jitter. Es beeinflußt die Verbindungs-eigenschaften. Aber für kontaktlose Drehverbinder, die ein Jittern von 5% aufweisen, ist ein zusätzliches Modulations-

jittern von 5% akzeptabel. Die meisten Digitalverbindungsempfänger akzeptieren ein Jittern von 20% ohne Beeinträchtigung. Zweitens wird die Niederfrequenzkomponente des Modulationsgenerators so ausgewählt, daß eine Dauer etwas kürzer als die Dauer der Integration der EMV-Messung ist. Für Messungen gemäß CISPR 11 ist die Dauer 10 ms. Somit sollte die Modulationsfrequenz oberhalb 100 Hz liegen. Diese niedrige Frequenz wird durch alle Empfänger-PLLs bestätigt.

5

Taktregenerierungsverfahren

Ein weiterer Weg zur Änderung der spektralen Eigenschaften des Datenstroms ist die Verwendung einer vollständigen Synchronisations-(retiming-)Schaltung. Fig. 21 zeigt die grundsätzliche Arbeitsweise. Der Datenstrom wird einer PLL-Schaltung zur Wiedergewinnung bzw. Regenerierung des Datentakts zugeführt. Dieses regenerierte Taktignal wird einer Synchronisations-(retiming-)Schaltung für den Datenstrom zugeführt. Eine zusätzliche Modulationserzeugungseinrichtung ändert die PLL-Frequenz zur Modulation des Datenstroms ab.

10

Diese Schaltung verhält sich ähnlich wie die vorstehend beschriebene Schaltung, aber sie führt zusätzlich eine Synchronisation (retiming) und deshalb eine Verringerung des Jitters in dem Datenstrom aus. Es bestehen zwei Möglichkeiten zur Steuerung des PLLs. Die erste Möglichkeit ist das Digital-PLL-Ausgangssignal zu ändern und zusätzliche Verzögerungen einzubringen. Eine weitere Möglichkeit ist die Steuerung des VCO durch ein analoges Signal. Um dies auszuführen, könnte der VCO zuerst einen kleinen negativen Impuls zugeführt bekommen, der zu dessen Steuerspannung zugeführt wird, und nach einer oder mehreren Dauern wird diesem ein kleiner negativer Impuls zugeführt, der dieselbe Amplitude aufweist. Daraus ergibt sich eine schnelle Kurzzeitfrequenzveränderung, die selbst so schnell ist, daß der PLL selbst nicht darauf reagieren kann.

15

Wie bei der Taktmodulation geht in den Datenstrom zusätzliches Jittern ein.

20

Messungen an abgeänderten Digitalsignalen

25

Einige abschließende Messungen zeigen den Nutzen eines PCM-Signals mit gespreiztem Spektrum. In Fig. 22 ist der ungünstigste Fall eines 1010-PCM-Signals bei 200 Mbaud gezeigt. Hier ist der Spitzenwert der Amplitude bei 100 MHz gleich -14,7 dBm. Wird ein echtes 8B/10B-codiertes Signal verwendet, so sieht das Spektrum wie in Fig. 23 dargestellt aus. In diesem Beispiel ist nun die maximale Amplitude gleich -20,6 dBm und der Mindestabstand der Spektrallinien ist 20 MHz. Infolge der Kurzlängencodierung ist dieses Spektrum nicht gleichmäßig gespreizt. Es weist keine konstante Leistungsdichte auf, was wünschenswert wäre, aber dafür einige Spitzenwerte mit Nullen dazwischen. Aber selbst dieses führt zu einer Verbesserung von etwa 6dB über dem ungünstigen Fall eines 1010-Signals.

30

Wird eine Frequenzmodulation an dem 8B/10B-Signal angewendet, so ergibt sich das Spektrum gemäß Fig. 24. Nun ist die maximale Amplitude gleich -25,3 dBm mit einer erneuten Verbesserung von 5dB. Hier füllt die Frequenzmodulation nur die Lücken zwischen den 8B/10B-Signalspektrallinien auf, aber sie kann das Spektrum nicht glätten. Eine Codierung mit einer Langpseudorauschfolge mit einer Musterlänge von 128 Bits ergibt ein sehr gleichmäßiges Spektrum mit einer maximalen Amplitude von -32,5 dBm, wie es in Fig. 25 dargestellt ist. Die gemessenen Werte bestätigen die theoretischen Betrachtungen. Einige Abweichungen sind durch Beschränkungen und Vereinfachungen des theoretischen Modells verursacht.

35

40

Patentansprüche

1. Anordnung zur störarmen Signalübertragung eines Signals und insbesondere eines digitalen Signals von einem Sender zu einem räumlich getrennten Empfänger, die vorzugsweise gegeneinander beweglich sind, über eine leitungsbundene, eine kontaktierende und/oder eine kontaktlose Übertragungsstrecke, insbesondere bei Drehübertragern, **dadurch gekennzeichnet**, daß eine Modulationseinheit das zu übertragende Signal, das Trägersignal des Senders im Sender oder das Senderausgangssignal an einer beliebigen Stelle der Übertragungsstrecke unabhängig von der zum Zwecke der Signalübertragung gewählten Modulation moduliert, so daß das Ausgangssignalspektrum des Senders verbreitert und damit die spektrale Leistungsdichte des Senderausgangssignales reduziert wird.
2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das zu übertragende Signal, das Trägersignal des Senders im Sender oder das Senderausgangssignal an einer beliebigen Stelle der Übertragungsstrecke unabhängig vom Übertragungstakt derart moduliert wird, daß das Linienspektrum des Senderausgangssignals verbreitert wird, so daß durch Auffüllen der Lücken zwischen den einzelnen Signallinien die mittlere spektrale Leistungsdichte reduziert wird.
3. Anordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß eine Steuereinheit die Modulationseinheit steuert.
4. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Sender einen Taktgenerator aufweist.
5. Anordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulationseinheit den Taktgenerator zur Verbreiterung des Linienspektrums entsprechend ansteuert.
6. Anordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulationseinheit die Taktfrequenz des Taktgenerators frequenzmoduliert.
7. Anordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß der Taktgenerator als frequenzbestimmendes Element einen VCO aufweist.
8. Anordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuereinheit den VCO einstellt.
9. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulationseinheit das zu übertragende Signal, welches insbesondere ein digitales Signal ist, frequenz-, phasen- oder amplitudenmoduliert.
10. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulationseinheit das Trä-

45

50

55

60

65

DE 198 60 909 A 1

gersignal des Senders im Sender oder das Senderausgangssignal an einer beliebigen Stelle auf der Übertragungsstrecke unabhängig von der zum Zwecke der Signalübertragung gewählten Modulation frequenz- bzw. phasenmoduliert.

- 5 11. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, daß eine Modulationseinheit im Falle eines pulsförmigen Trägersignals des Senders oder eines pulsförmigen Senderausgangssignals, einzelne Signalflanken proportional dem von einem zusätzlich vorhandenen Modulationssignalgenerator vorgegebenen Signal zu früheren oder späteren Zeitpunkten hin verschiebt bzw. verzögert.
- 10 12. Anordnung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulationseinheit eine Verzögerungssteuer-einrichtung zur Analyse des Senderausgangssignals und zur Steuerung einer Verzögerungsschaltung ausweist, welche die Verschiebung bzw. Verzögerung bewirkt.
13. Anordnung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Verzögerungssteureinrichtung eine PLL-Einrichtung und die Verzögerungsschaltung eine Flip-Flop-Schaltung aufweisen.
14. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß der Sender eine PLL-Einrichtung aufweist.
- 15 15. Anordnung nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß der Modulationshub der Modulationseinheit im Regelbereich der PLL-Einrichtung des Senders liegt.
16. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 15, dadurch gekennzeichnet, daß zusätzlich zu der Modulierung durch die Modulationseinheit eine Datenkodierung mittels Pseudozufallsrauschen vorgenommen wird.
- 20 17. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 16, dadurch gekennzeichnet, daß im Empfänger eine Steuereinheit vorhanden ist, welche den Empfänger synchron zur Modulation durch die Modulationseinheit im Sender oder an einer beliebigen Stelle der Übertragungsstrecke steuert, so daß das Empfängersignal im Empfänger zumindest ohne diese zusätzliche Modulation weiterverarbeitet werden kann, wobei die Synchronisation zwischen Sender bzw. Übertragungsstrecke und Empfänger wahlweise über das Modulationssignal oder auch über ein weiteres, für Sender bzw. Übertragungsstrecke und Empfänger gemeinsam verfügbares Signal erfolgen kann.
- 25 18. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 17, dadurch gekennzeichnet, daß ein zusätzlicher Übertragungsweg zwischen Sender bzw. Übertragungsstrecke und Empfänger vorhanden ist, auf dem ein zusätzliches Synchronisationsignal zur Steuerung der Modulation von Sender bzw. Übertragungsstrecke und Empfänger übertragen wird.
19. Verfahren zur störarmen Signalübertragung eines Signals und insbesondere eines digitalen Signals von einem Sender zu einem räumlich getrennten Empfänger, die vorzugsweise gegeneinander beweglich sind, über eine leitungsgebundene, eine kontaktierende und/oder eine kontaktlose Übertragungsstrecke, insbesondere bei Drehübertragern, gekennzeichnet durch durch eine Modulationseinheit ausgeführte Modulation des zu übertragenden Signals, des Trägersignals des Senders im Sender oder des Senderausgangssignals an einer beliebigen Stelle der Übertragungsstrecke unabhängig von der zum Zwecke der Signalübertragung gewählten Modulation, zur Verbreiterung des Ausgangssignalspektrum des Senders und damit zur Reduzierung der spektralen Leistungsdichte des Senderausgangssignales.
- 30 20. Verfahren nach Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, daß die Reduzierung der mittleren spektralen Leistungsdichte durch Auffüllen der Lücken zwischen den einzelnen Signallinien erfolgt.
21. Verfahren nach Anspruch 19 oder 20, gekennzeichnet durch Steuern der Modulationseinheit durch eine Steuereinheit.
- 40 22. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 21, dadurch gekennzeichnet, daß der Sender einen Taktgenerator aufweist.
23. Verfahren nach Anspruch 22, gekennzeichnet durch entsprechendes Ansteuern des Taktgenerators durch die Modulationseinheit zur Verbreiterung des Linienspektrums.
24. Verfahren nach Anspruch 23, gekennzeichnet durch Frequenzmodulation der Taktfrequenz des Taktgenerators durch die Modulationseinheit.
- 45 25. Verfahren nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, daß der Taktgenerator als frequenzbestimmendes Element einen VCO aufweist.
26. Verfahren nach Anspruch 25, gekennzeichnet durch Einstellen des VCO durch die Steuereinheit.
- 50 27. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 26, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulationseinheit das zu übertragende Signal, welches insbesondere ein digitales Signal ist, frequenz-, phasen- oder amplitudenmoduliert.
28. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 27, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulationseinheit das Trägersignal des Senders im Sender oder das Senderausgangssignal an einer beliebigen Stelle auf der Übertragungsstrecke unabhängig von der zum Zwecke der Signalübertragung gewählten Modulation frequenz- bzw. phasenmoduliert.
- 55 29. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 28, dadurch gekennzeichnet, daß eine Modulationseinheit im Falle eines pulsförmigen Trägersignals des Senders oder eines pulsförmigen Senderausgangssignals, einzelne Signalflanken proportional dem von einem zusätzlich vorhandenen Modulationssignalgenerator vorgegebenen Signal zu früheren oder späteren Zeitpunkten hin verschiebt bzw. verzögert.
- 30 30. Verfahren nach Anspruch 29, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulationseinheit eine Verzögerungssteuer-einrichtung zur Analyse des Senderausgangssignals und zur Steuerung einer Verzögerungsschaltung ausweist, welche die Verschiebung bzw. Verzögerung bewirkt.
31. Verfahren nach Anspruch 30, dadurch gekennzeichnet, daß die Verzögerungssteureinrichtung eine PLL-Einrichtung und die Verzögerungsschaltung eine Flip-Flop-Schaltung aufweisen.
- 60 32. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 31, dadurch gekennzeichnet, daß der Sender eine PLL-Einrichtung aufweist.
33. Verfahren nach Anspruch 32, dadurch gekennzeichnet, daß der Modulationshub der Modulationseinheit im Regelbereich der PLL-Einrichtung des Senders liegt.
- 65 34. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 33, dadurch gekennzeichnet, daß zusätzlich zu der Modulierung

DE 198 60 909 A 1

durch die Modulationseinheit eine Datenkodierung mittels Pseudozufallsrauschen vorgenommen wird.

35. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 34, dadurch gekennzeichnet, daß im Empfänger eine Steuereinheit vorhanden ist, welche den Empfänger synchron zur Modulation durch die Modulationseinheit im Sender oder an einer beliebigen Stelle der Übertragungsstrecke steuert, so daß das Empfangssignal im Empfänger zumindest ohne diese zusätzliche Modulation weiterverarbeitet werden kann, wobei die Synchronisation zwischen Sender bzw. Übertragungsstrecke und Empfänger wahlweise über das Modulationssignal oder auch über ein weiteres, für Sender bzw. Übertragungsstrecke und Empfänger gemeinsam verfügbares Signal erfolgen kann.

36. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 35, dadurch gekennzeichnet, daß ein zusätzlicher Übertragungsweg zwischen Sender bzw. Übertragungsstrecke und Empfänger vorhanden ist, auf dem ein zusätzliches Synchronisationssignal zur Steuerung der Modulation von Sender bzw. Übertragungsstrecke und Empfänger übertragen wird.

5

10

Hierzu 13 Seite(n) Zeichnungen

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

FIG 1

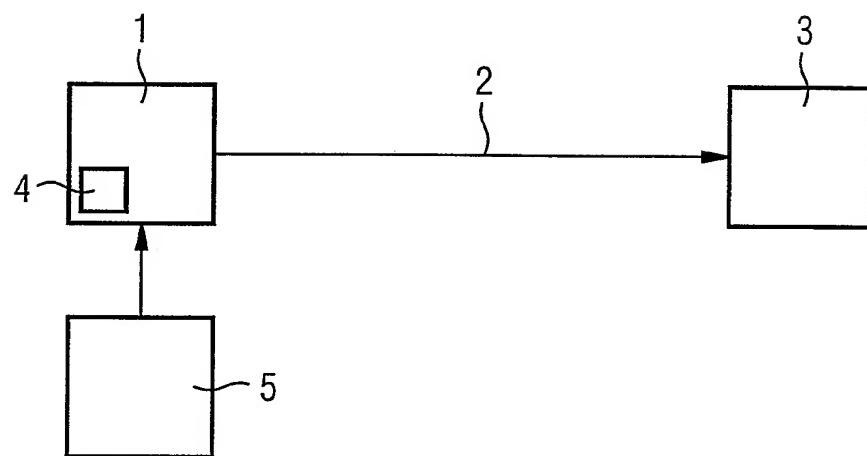


FIG 14

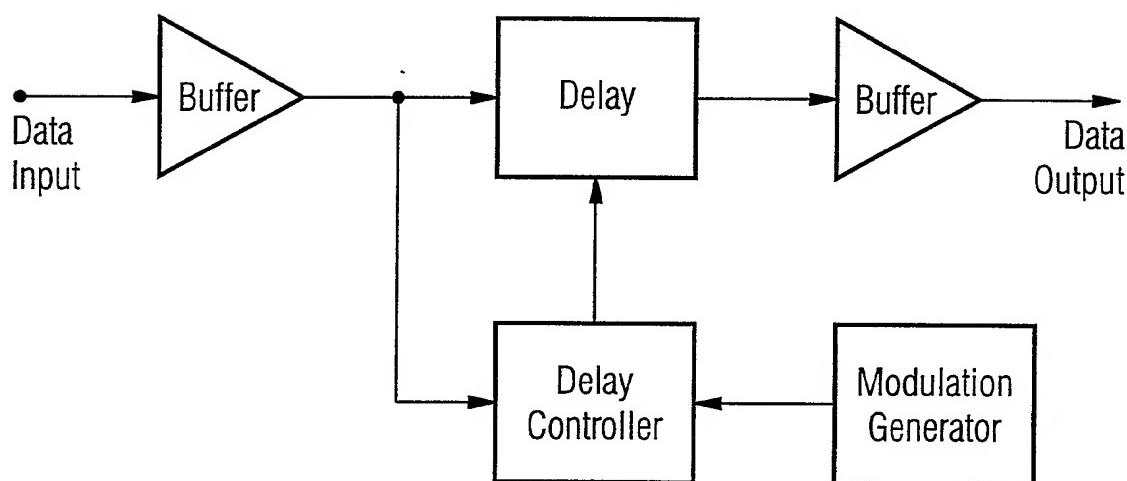


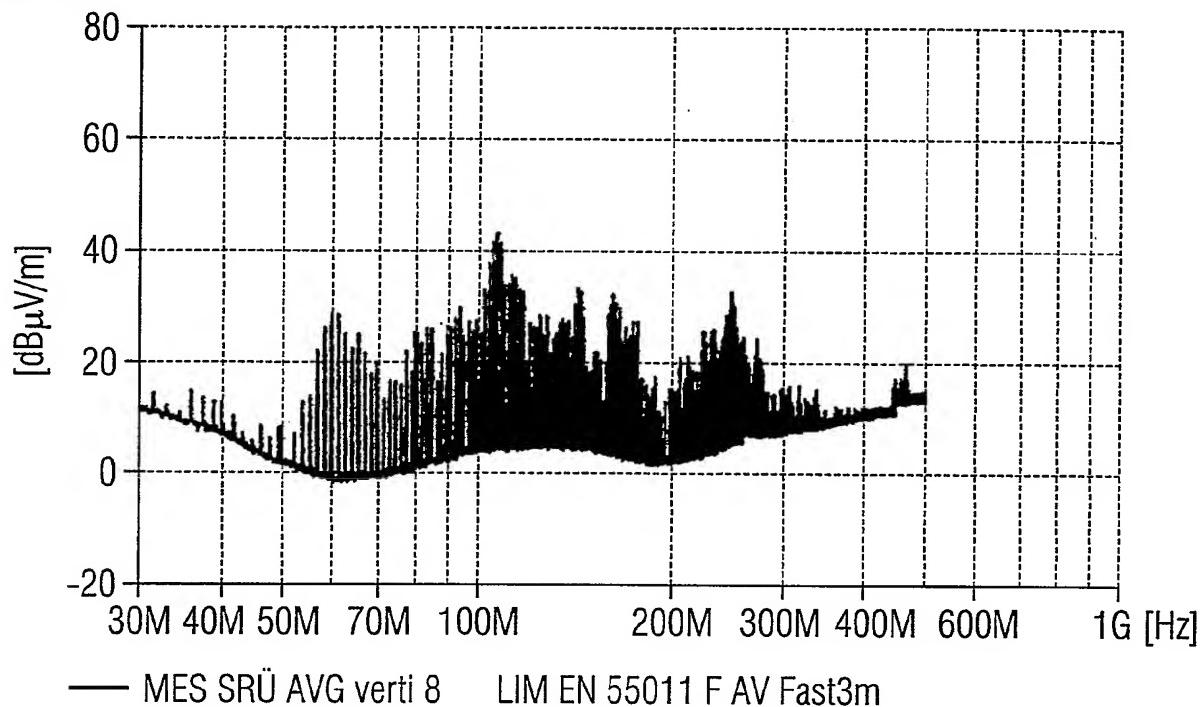
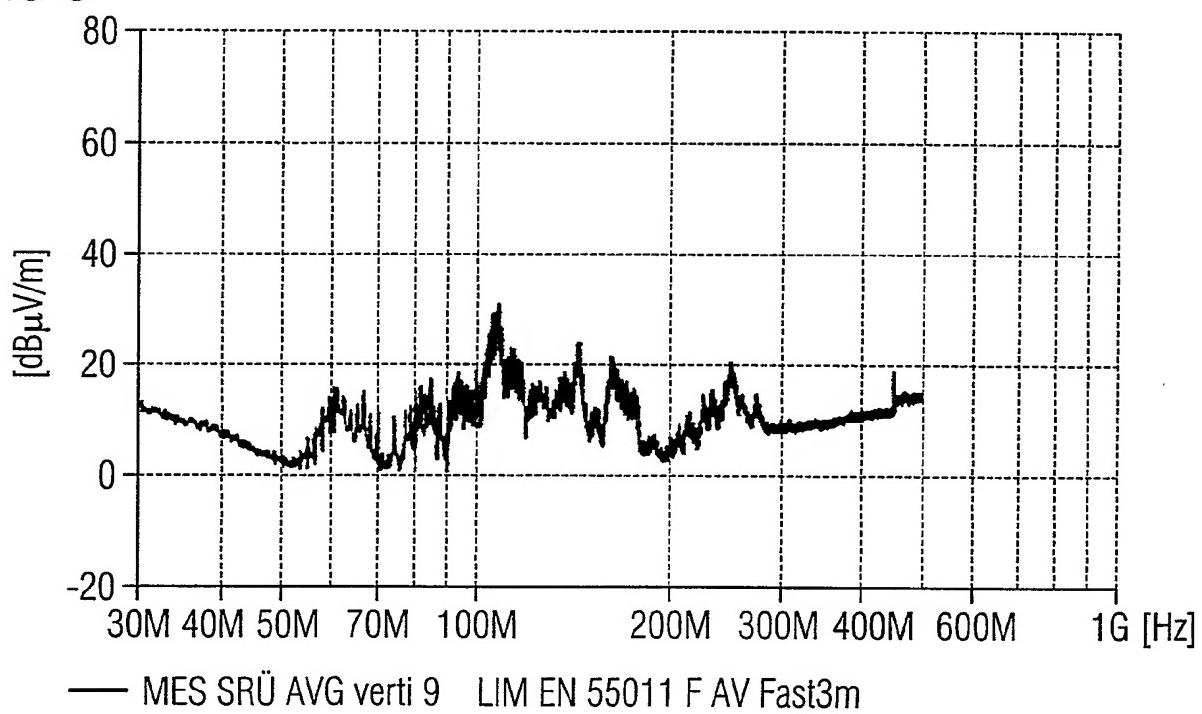
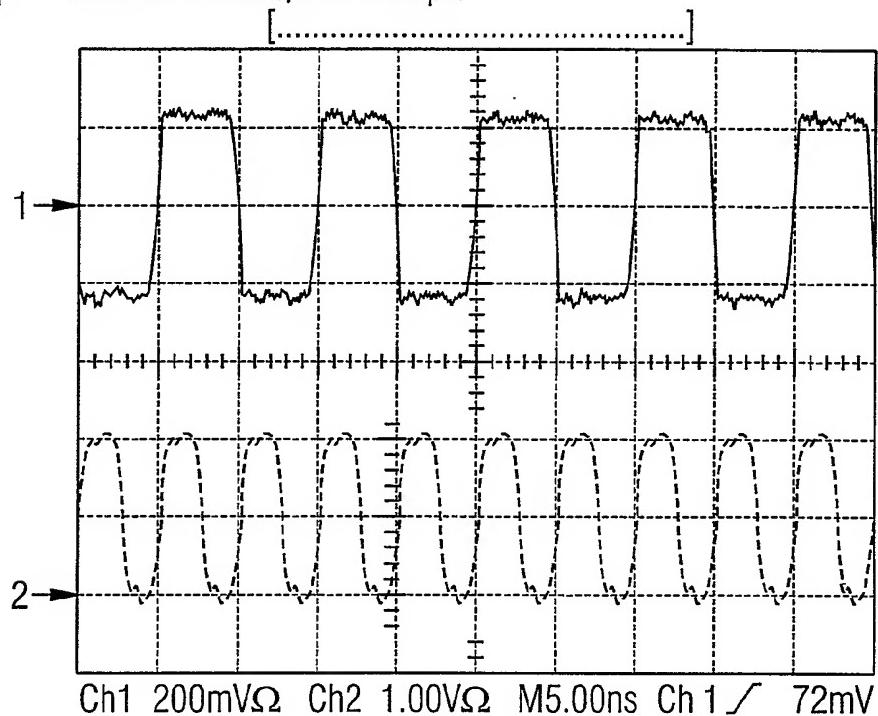
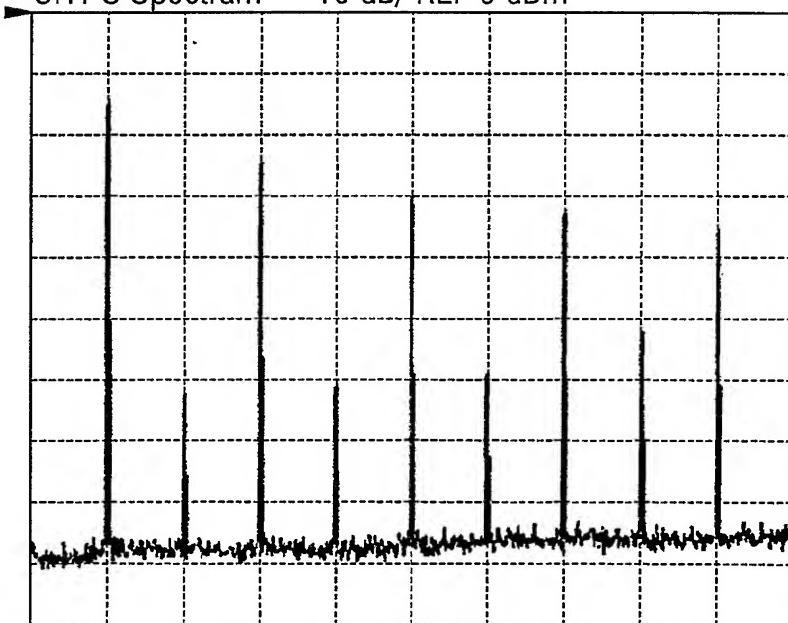
FIG 2**FIG 3**

FIG 4 Tek Run: 10.0GS/s ET Sample**FIG 5** CH1 S Spectrum 10 dB/ REF 0 dBm

REWW 30 kHz VBW 30 kHz ATW 10 dB SWP 4.48 sec
START 0Hz STOP 1 GHz

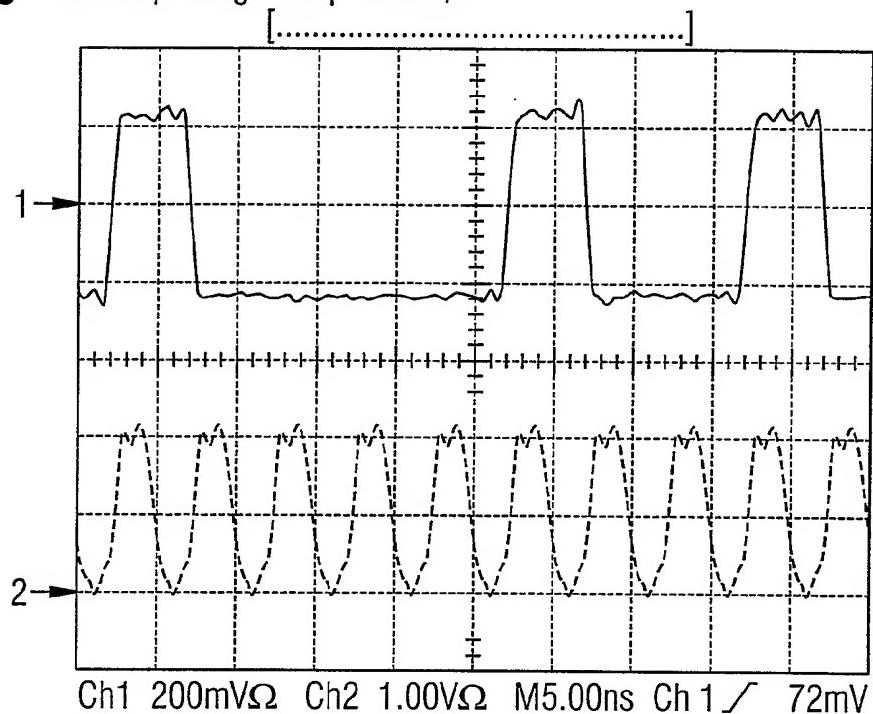
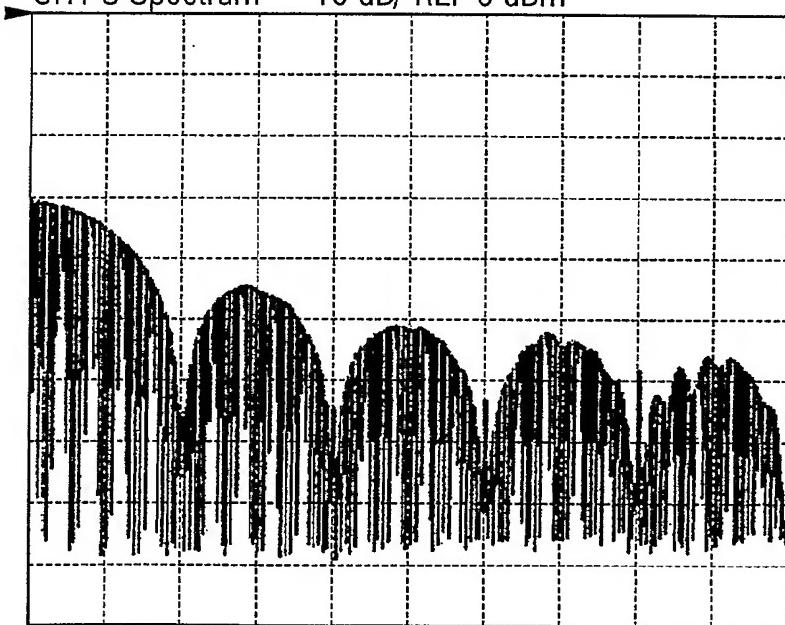
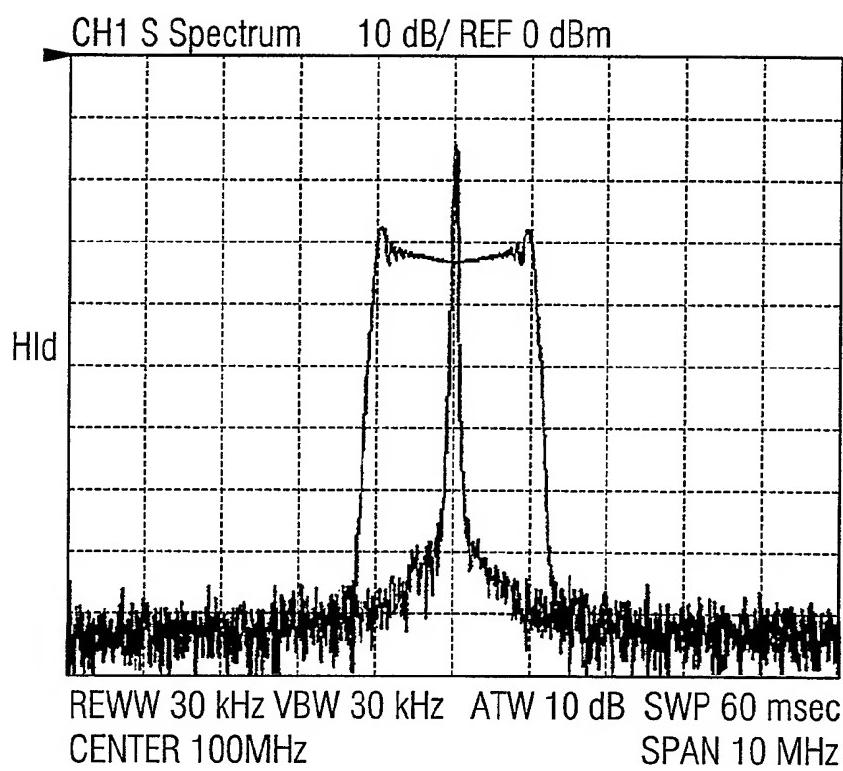
FIG 6 Tek Stop: Single Seq 2.00GS/s**FIG 7** CH1 S Spectrum 10 dB/ REF 0 dBm

FIG 8**FIG 9**

Tek Run: 10.0GS/s ET Sample instaV

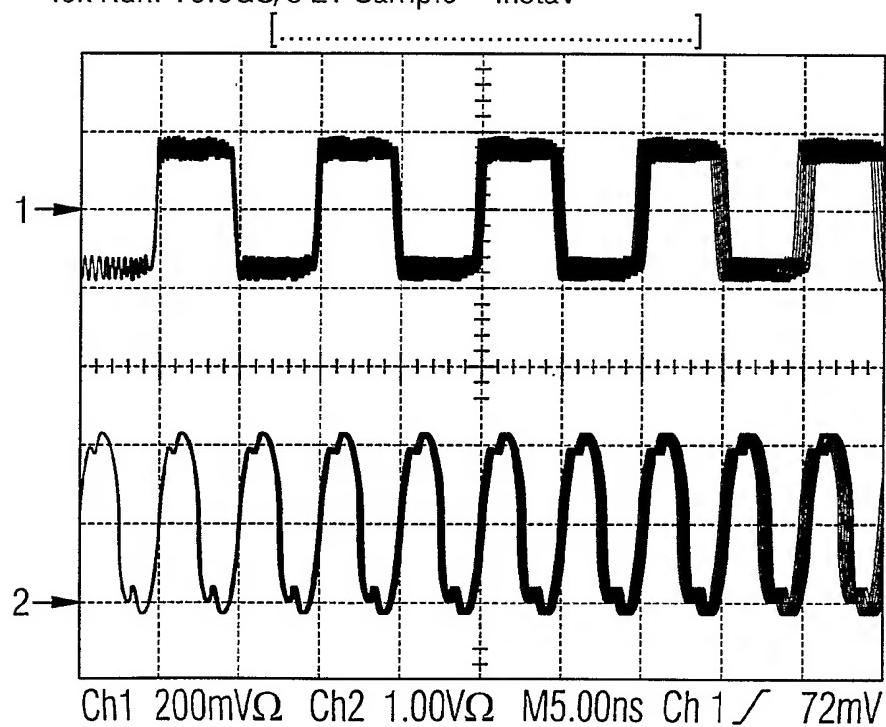
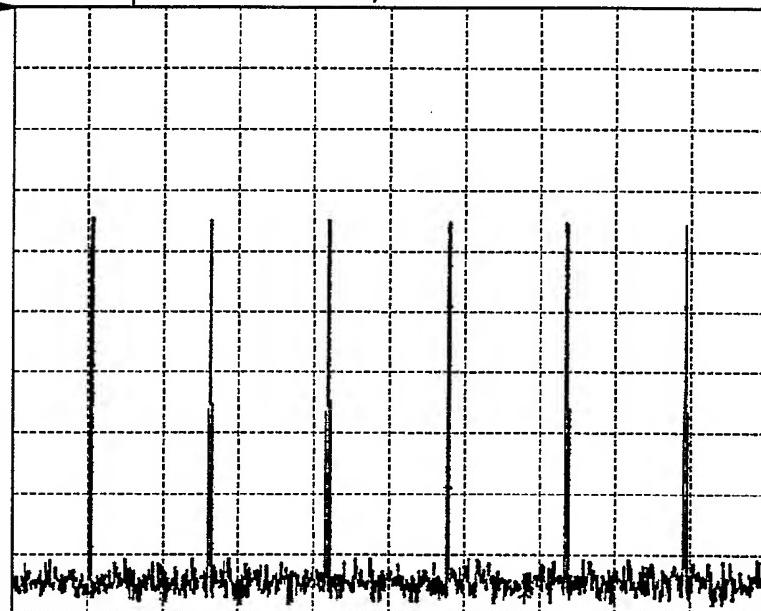


FIG 10

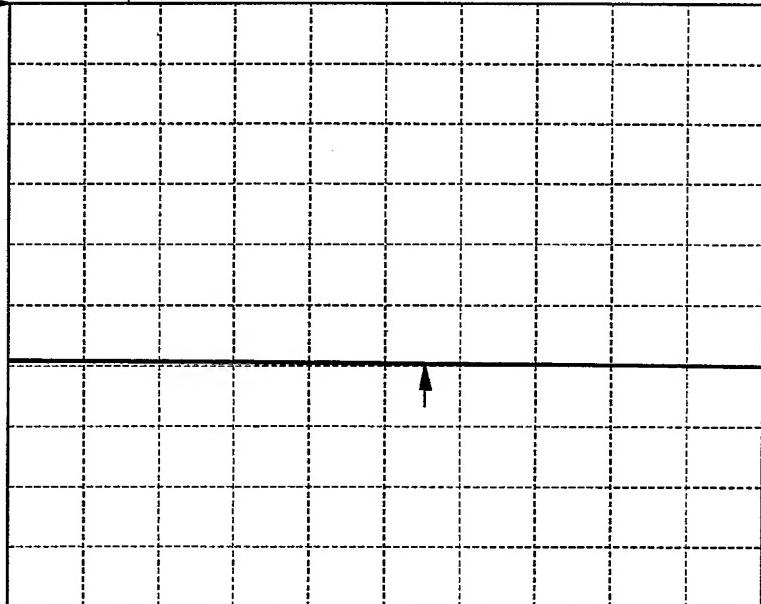
CH1 S Spectrum 10 dB/ REF 0 dBm



REWW 1 kHz VBW 1 kHz ATW 10 dB SWP 6.253 sec
CENTER 100MHz SPAN 10 MHz

FIG 11

CH1 S Spectrum 10 dB/ REF 0 dBm



REWW 1 kHz VBW 1 kHz ATW 10 dB SWP 6.253 sec
CENTER 100MHz SPAN 10 MHz

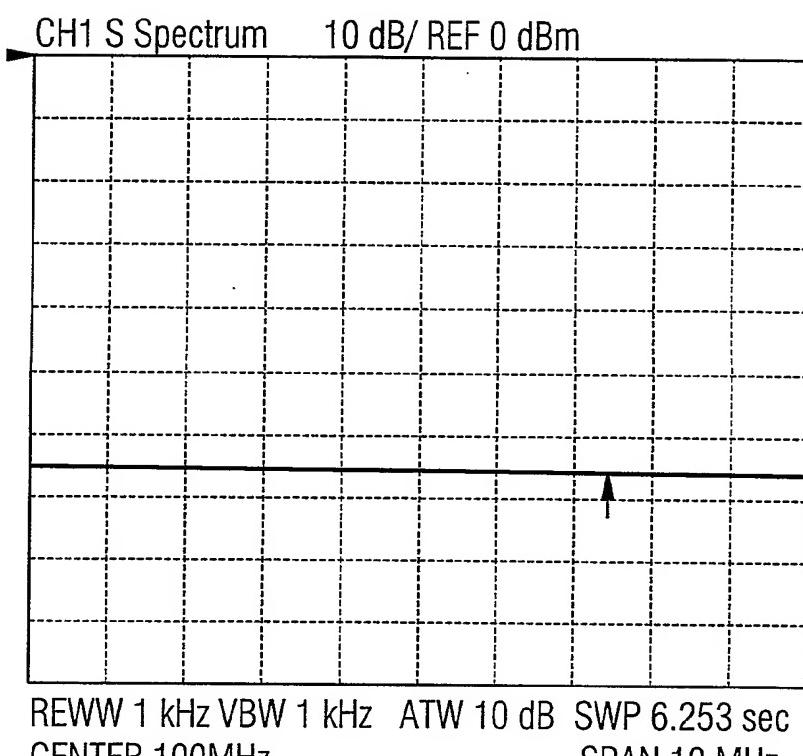
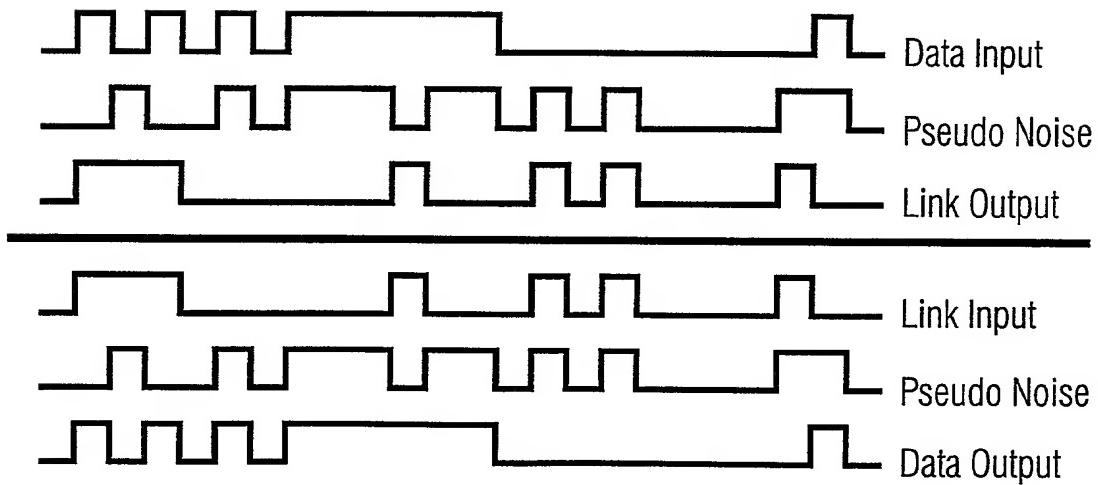
FIG 12**FIG 13**

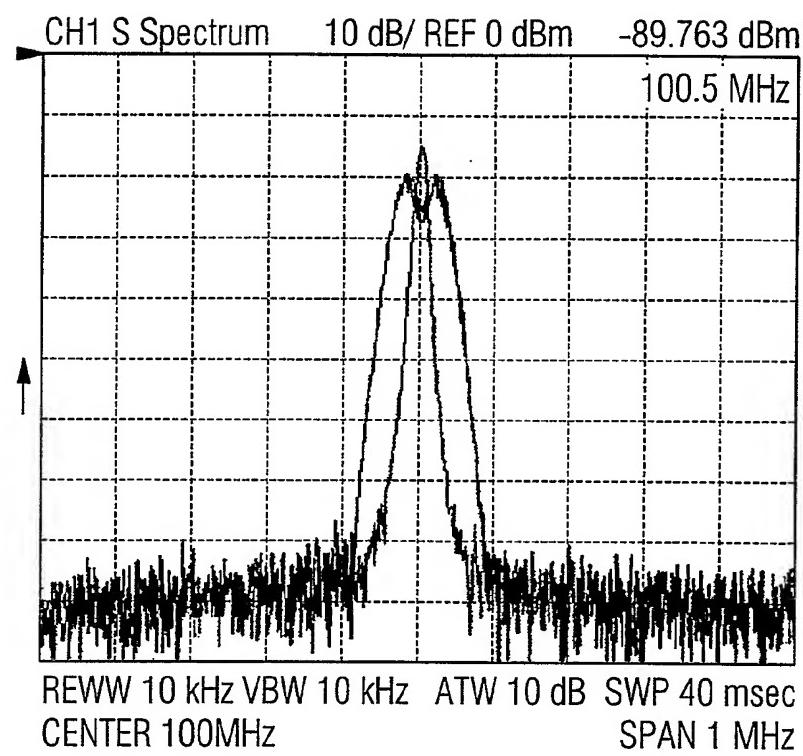
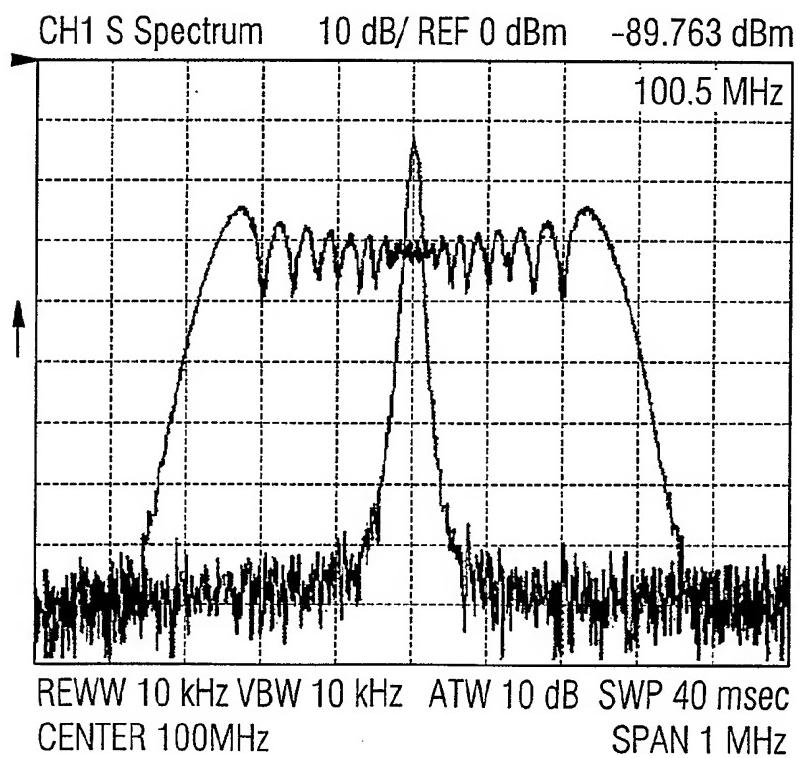
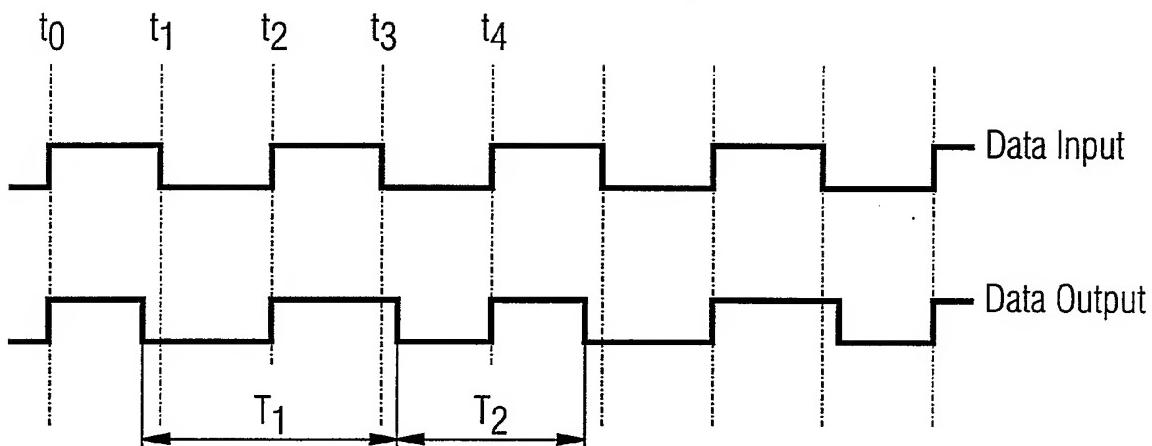
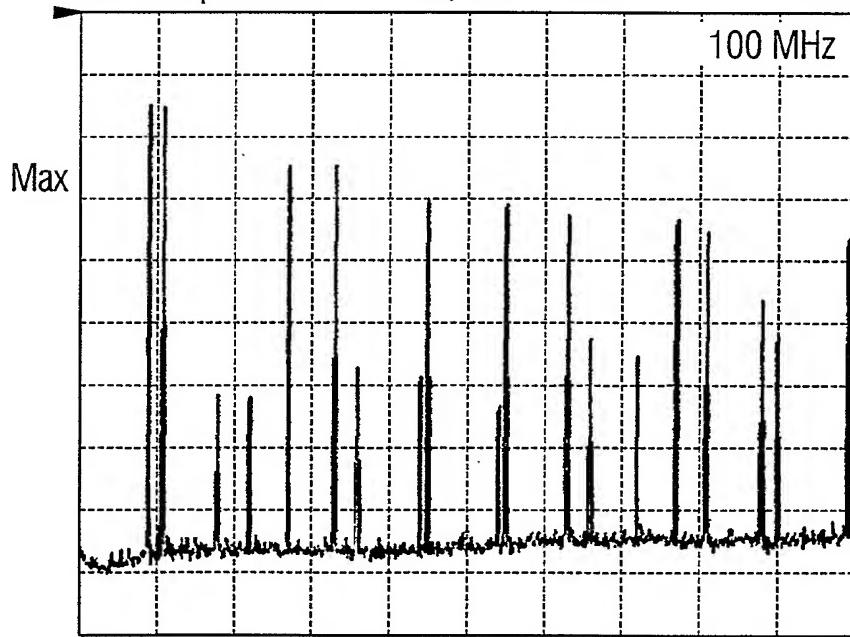
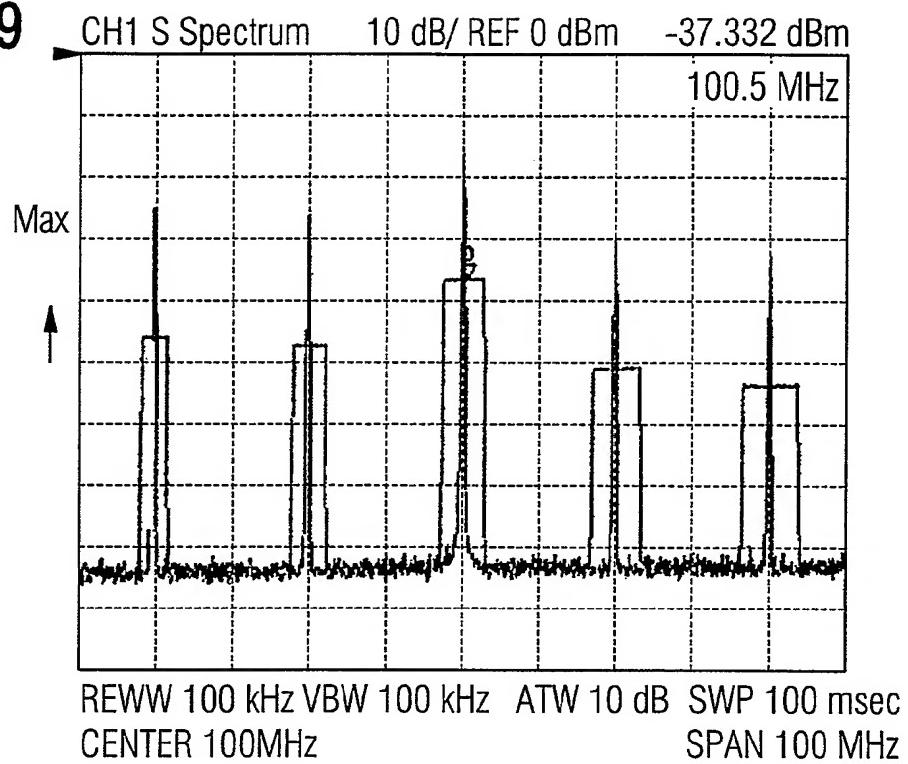
FIG 15**FIG 16**

FIG 17**FIG 18**

CH1 S Spectrum 10 dB/ REF 0 dBm -87.489 dBm



REWW 30 kHz VBW 30 kHz ATW 10 dB SWP 4.46 sec
START 0MHz STOP 1 GHz

FIG 19**FIG 20**

Tek Stop: 10.0GS/s 6.863M Acqs

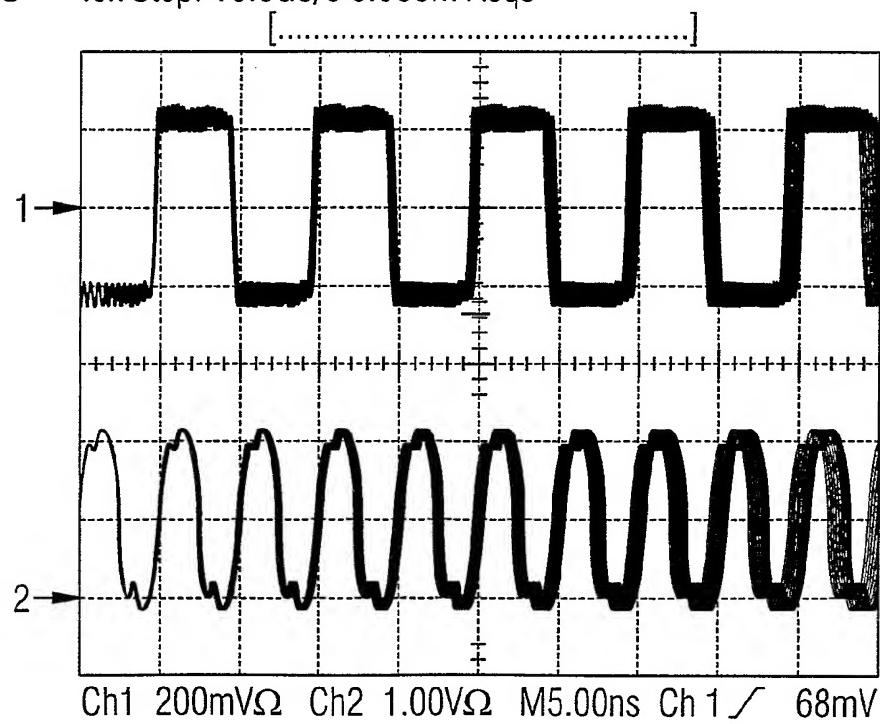


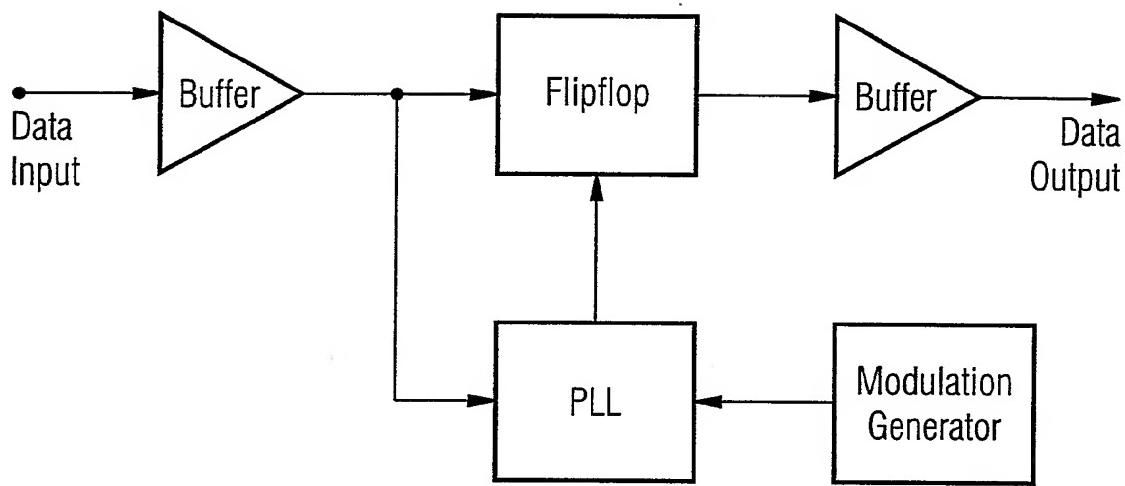
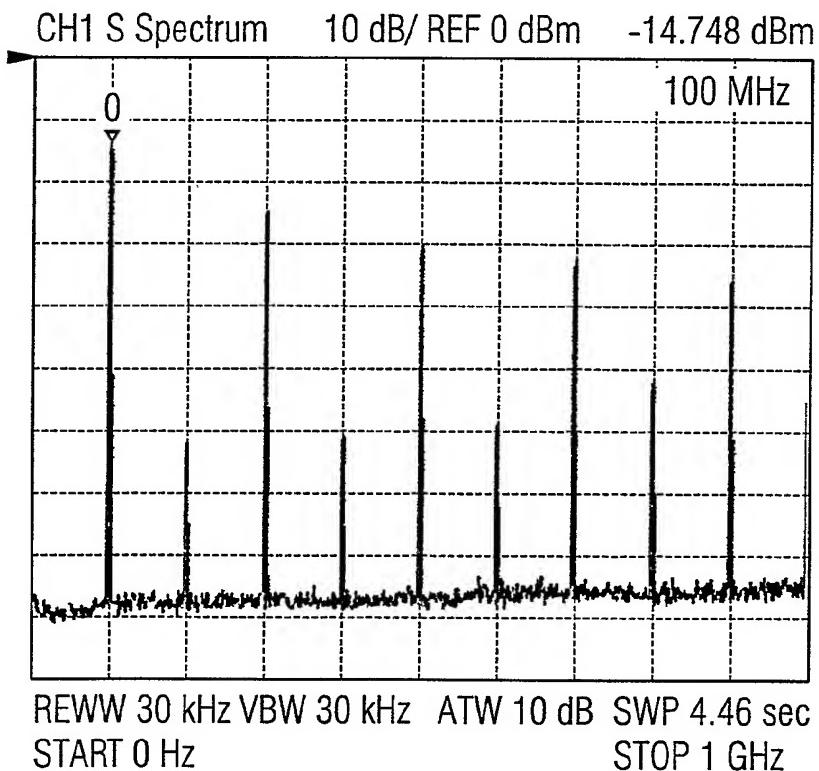
FIG 21**FIG 22**

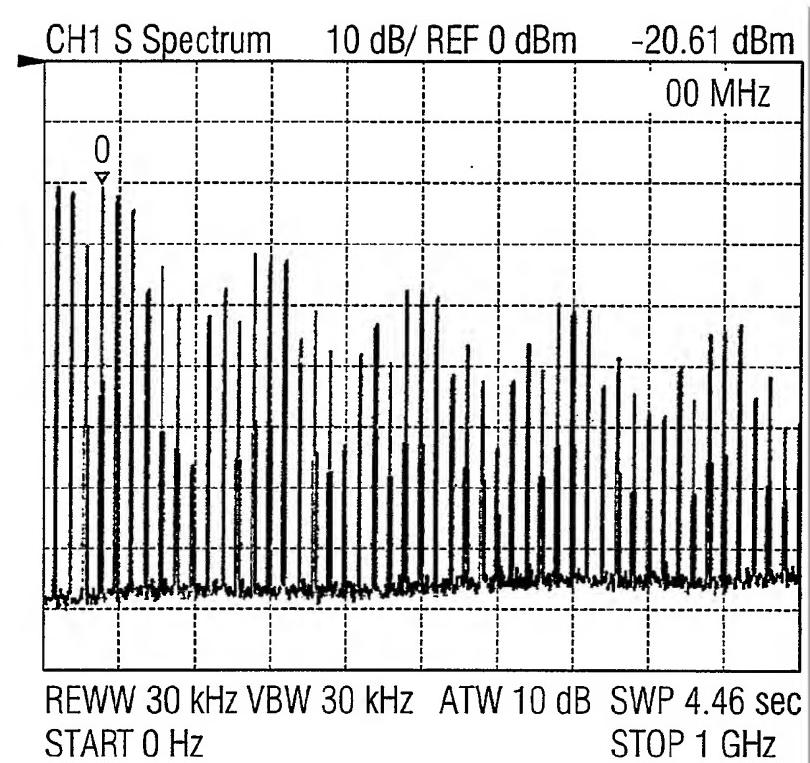
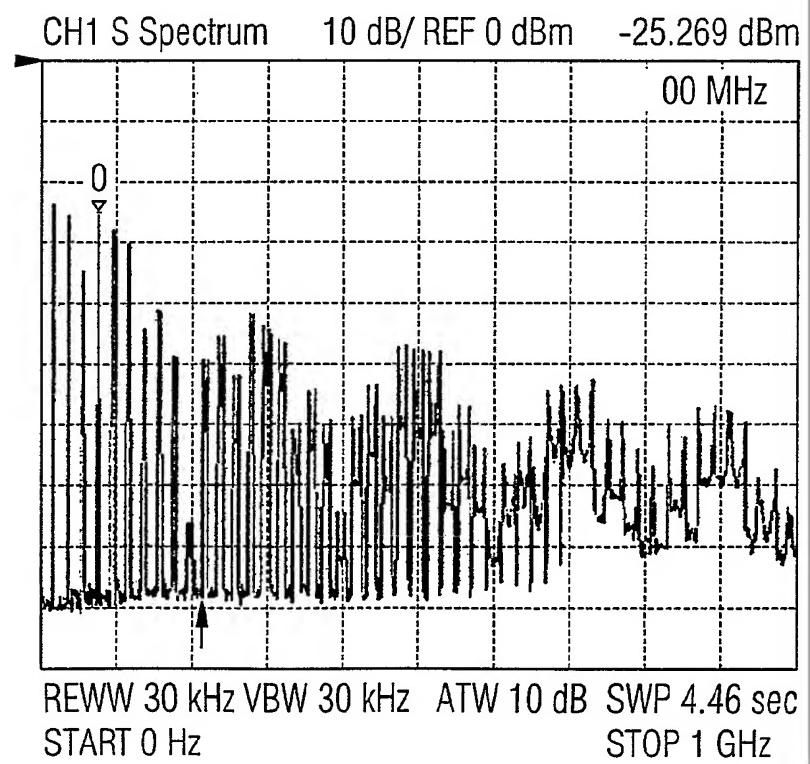
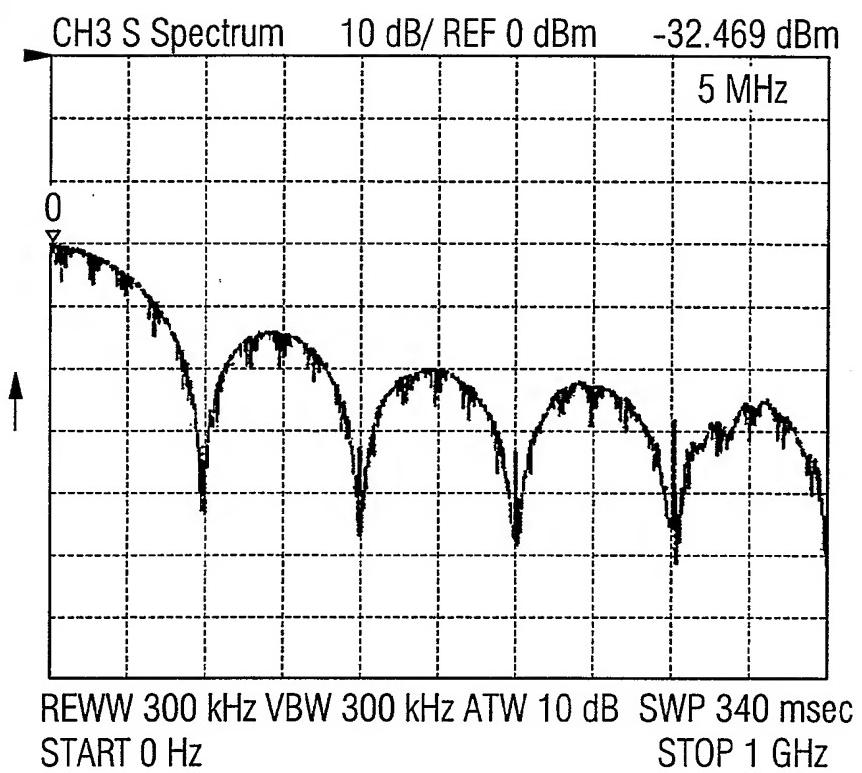
FIG 23**FIG 24**

FIG 25



(12) **United States Patent**
Lohr

(10) **Patent No.:** US 7,295,594 B1
(45) **Date of Patent:** Nov. 13, 2007

(54) **DEVICE FOR LOW-INTERFERNCE SIGNAL TRANSMISSION**(75) Inventor: **Georg Lohr**, Eichenau (DE)(73) Assignee: **Schleifring und Apparatebau GmbH**, Fuerstenfeldbruck (DE)

(*) Notice: Subject to any disclaimer, the term of this patent is extended or adjusted under 35 U.S.C. 154(b) by 0 days.

(21) Appl. No.: **09/581,007**(22) PCT Filed: **Dec. 31, 1998**(86) PCT No.: **PCT/DE98/03811**§ 371 (c)(1),
(2), (4) Date: **Jul. 24, 2000**(87) PCT Pub. No.: **WO99/35769**PCT Pub. Date: **Jul. 15, 1999**(30) **Foreign Application Priority Data**

Dec. 31, 1997 (DE) 197 58 256

(51) **Int. Cl.****H04B 1/69** (2006.01)**H04B 1/707** (2006.01)(52) **U.S. Cl.** **375/130; 375/295; 375/256;**
455/71(58) **Field of Classification Search** **375/130,**
375/132, 133, 270, 269, 302, 313, 224, 285,
375/346, 347, 349, 340, 131, 348, 295, 256;
340/825, 825.01, 825.02; 455/67.1, 284,
455/313, 316, 71

See application file for complete search history.

(56)

References Cited

U.S. PATENT DOCUMENTS

4,831,463 A *	5/1989	Faroudja	386/27
5,283,780 A *	2/1994	Schuchman et al.	370/312
5,903,555 A *	5/1999	Wildauer et al.	370/342
5,995,534 A *	11/1999	Fullerton et al.	375/146
6,075,817 A *	6/2000	Gruenberg	375/240
6,240,126 B1 *	5/2001	Ohashi et al.	375/132
6,243,587 B1 *	6/2001	Dent et al.	455/456.2
6,335,953 B1 *	1/2002	Sanderford et al.	375/344
6,611,548 B2 *	8/2003	Lomp	375/148
6,748,022 B1 *	6/2004	Walker	375/289
7,200,367 B1 *	4/2007	Wright et al.	455/91

FOREIGN PATENT DOCUMENTS

EP	0 163 313 A2	12/1985
EP	0 505 771 A1	9/1992

* cited by examiner

Primary Examiner—Mohammed Ghayour

Assistant Examiner—Qutub Ghulamali

(74) Attorney, Agent, or Firm—Kevin L. Daffer; Daffer McDaniel, LLP

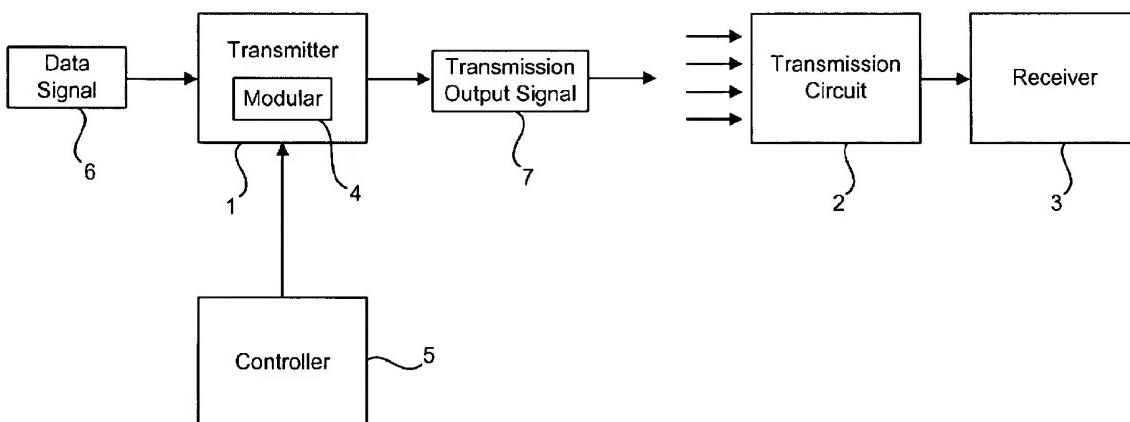
(57) **ABSTRACT**

Digital signal transmitter devices mostly present a distinct wide-band interference spectrum which renders compliance with the presently applicable EMC standards substantially more difficult.

Available provisions for improving the EMC characteristics take an influence on the quality in transmission and on the immunity to interference.

By the inventive method the carrier signal or output signal, respectively, of the transmitter is so modulated that the narrow spectral lines are spread and the spectral power density is reduced.

44 Claims, 14 Drawing Sheets



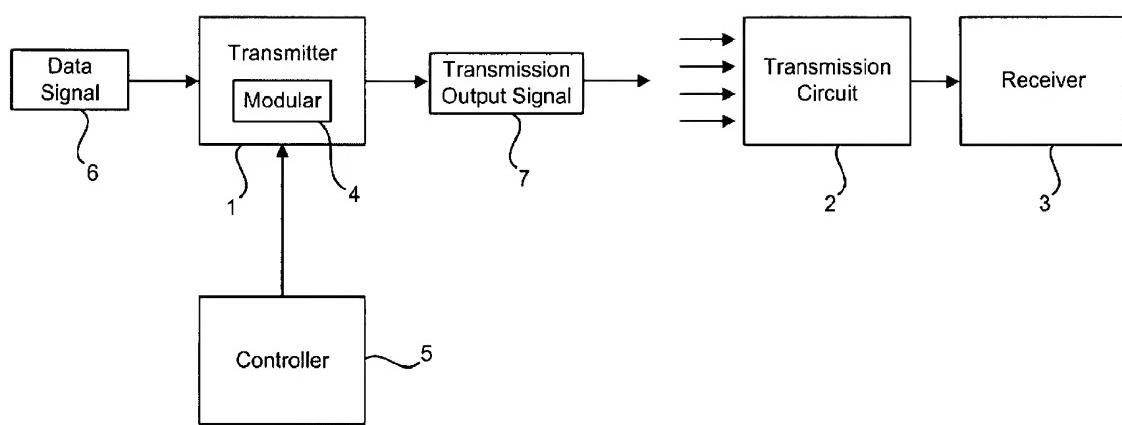
**Figure 1**

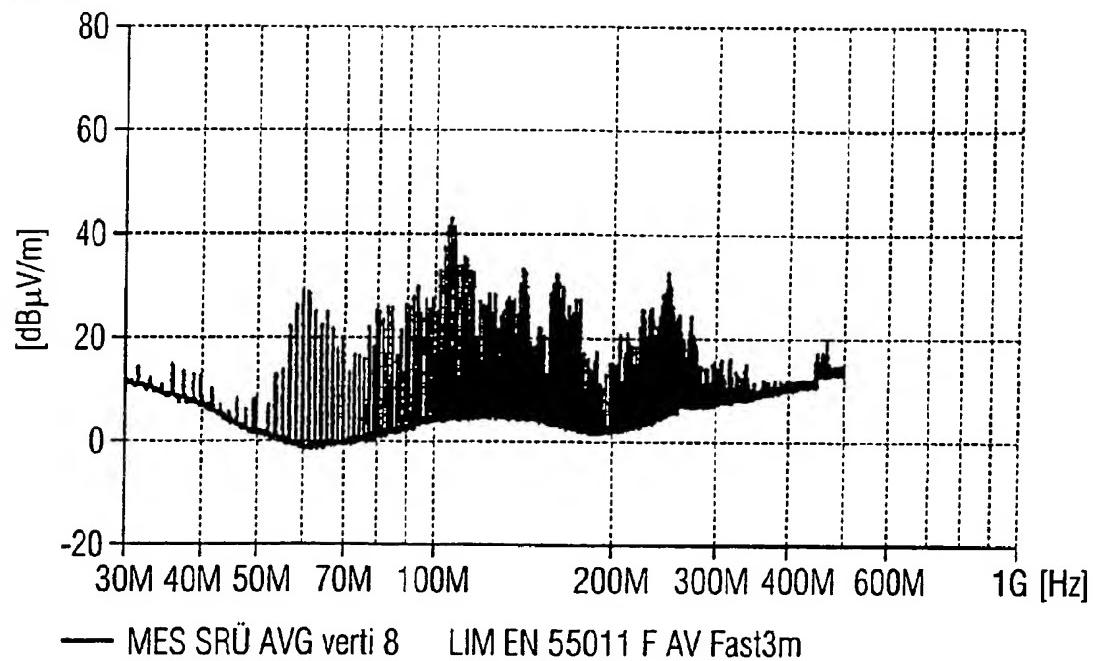
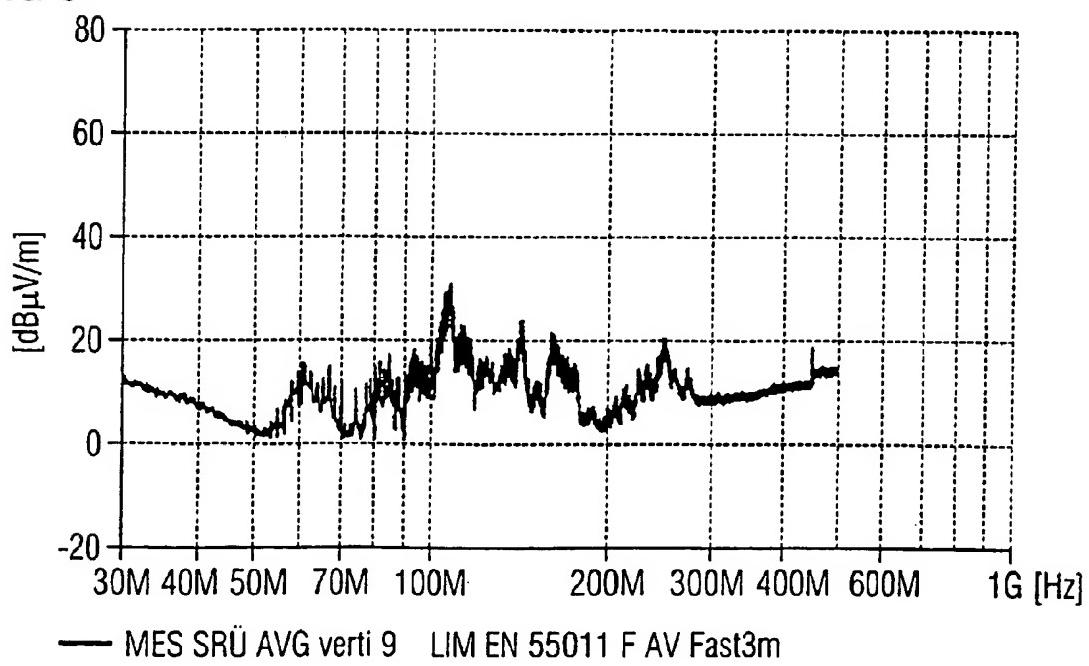
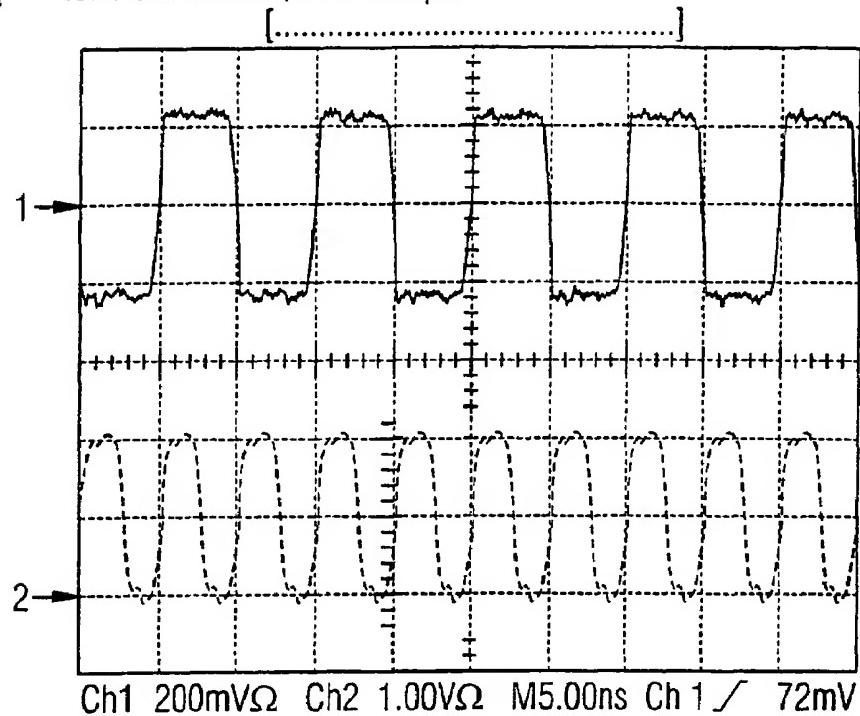
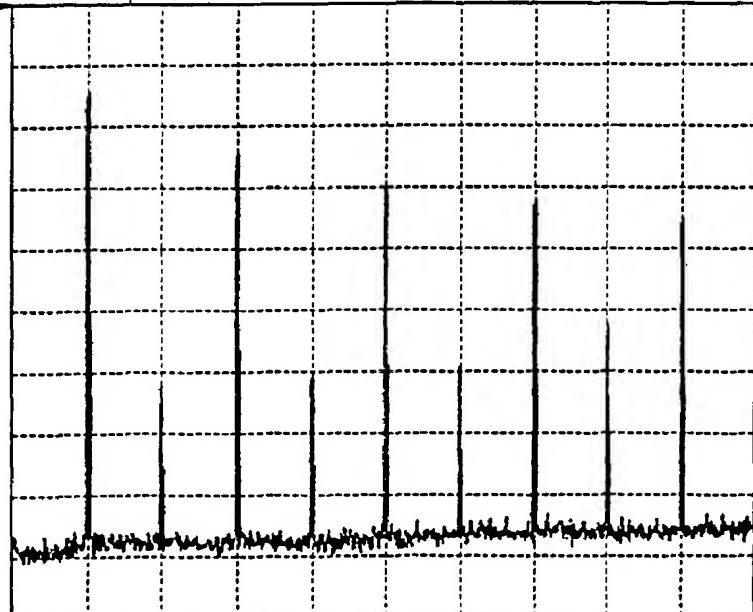
FIG 2**FIG 3**

FIG 4 Tek Run: 10.0GS/s ET Sample**FIG 5**

CH1 S Spectrum 10 dB/ REF 0 dBm



REWW 30 kHz VBW 30 kHz ATW 10 dB SWP 4.48 sec
START 0Hz STOP 1 GHz

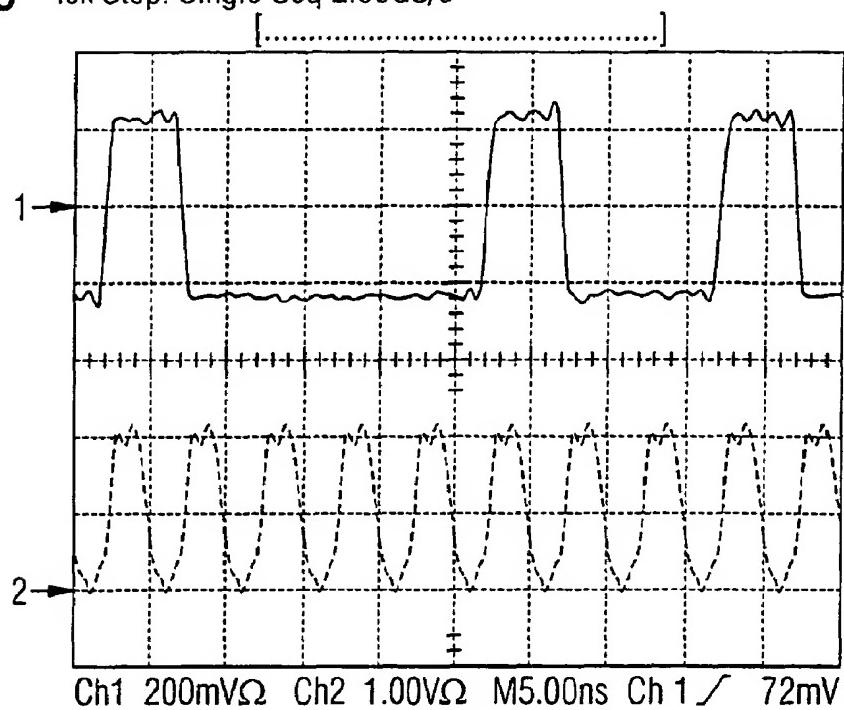
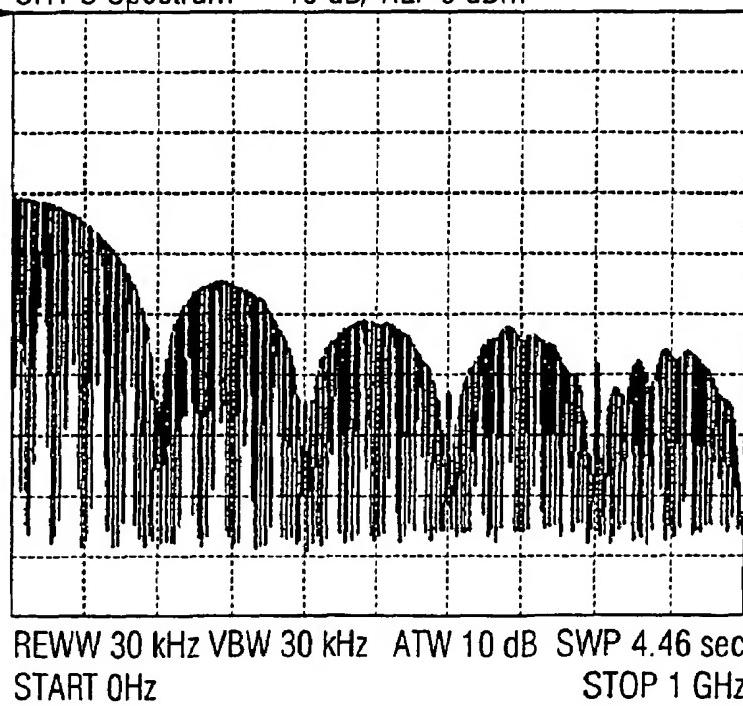
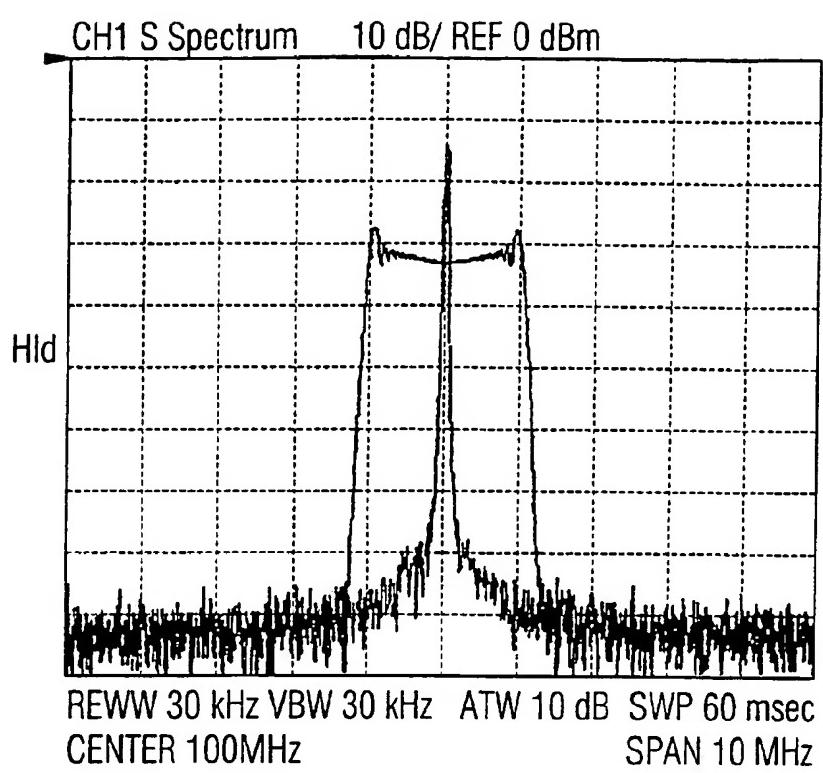
FIG 6 Tek Stop: Single Seq 2.00GS/s**FIG 7** CH1 S Spectrum 10 dB/ REF 0 dBm

FIG 8**FIG 9**

Tek Run: 10.0GS/s ET Sample instaV

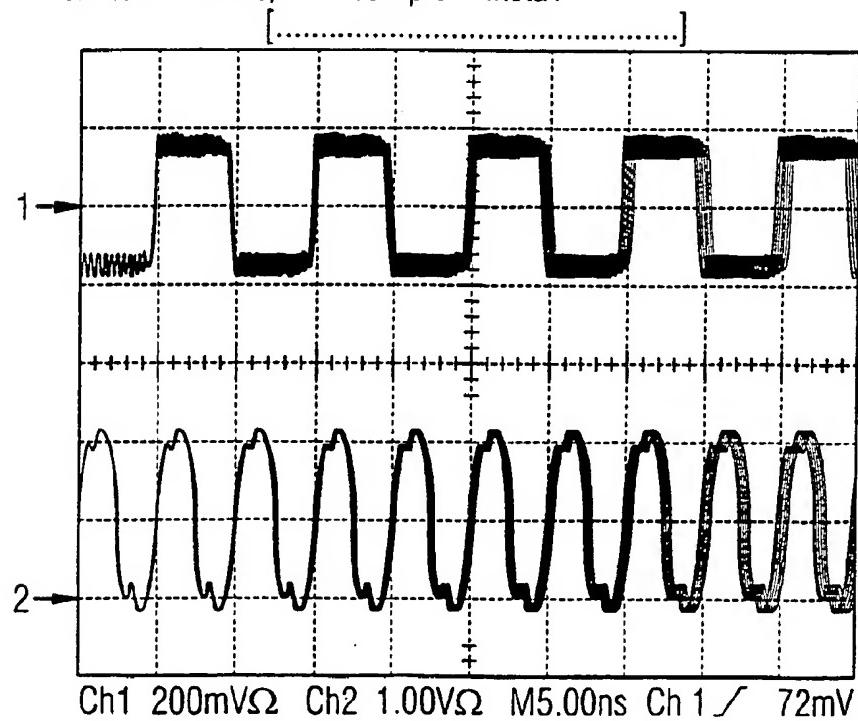


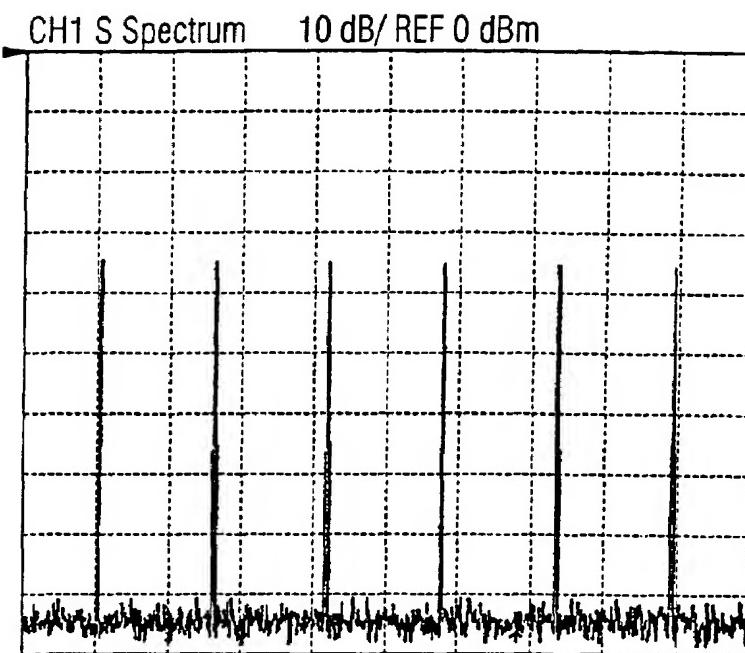
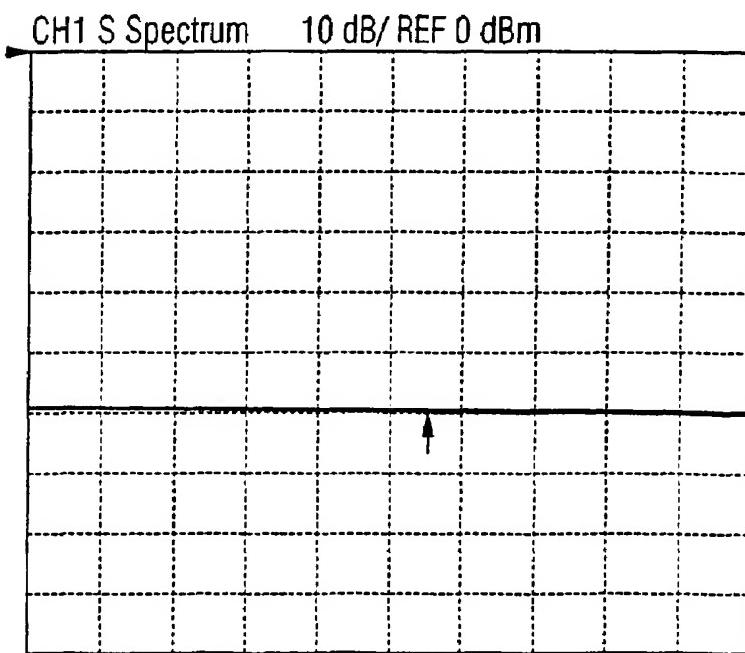
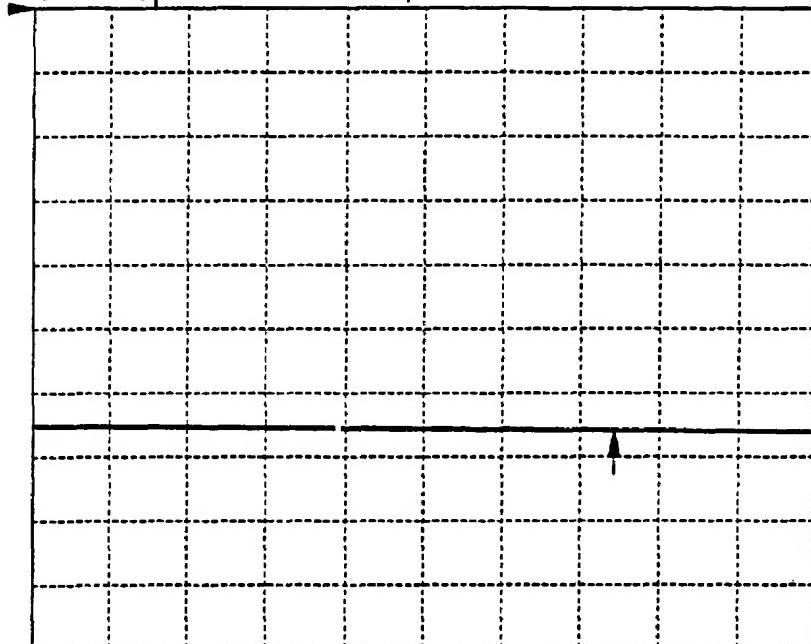
FIG 10**FIG 11**

FIG 12

CH1 S Spectrum 10 dB/ REF 0 dBm



REWW 1 kHz VBW 1 kHz ATW 10 dB SWP 6.253 sec
CENTER 100MHz SPAN 10 MHz

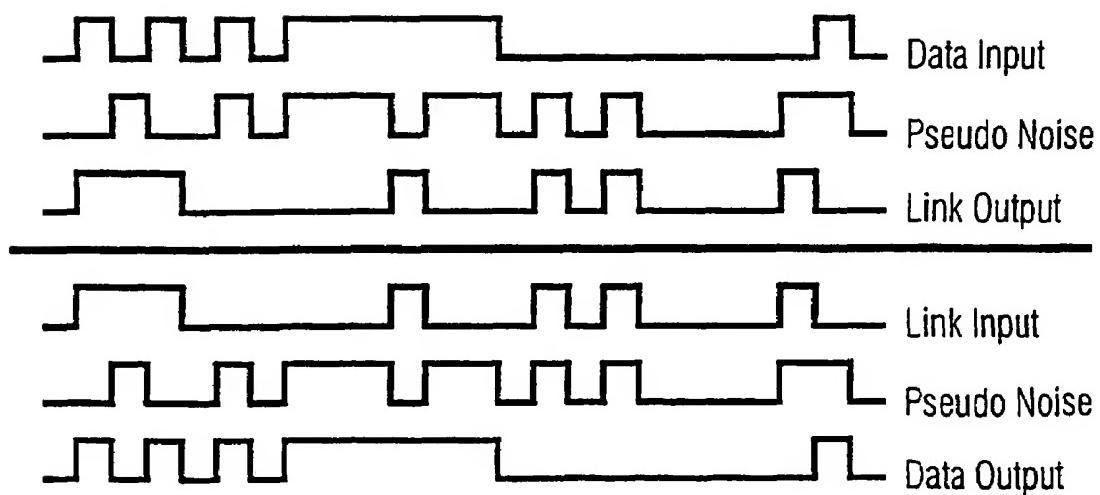
FIG 13

FIG 14

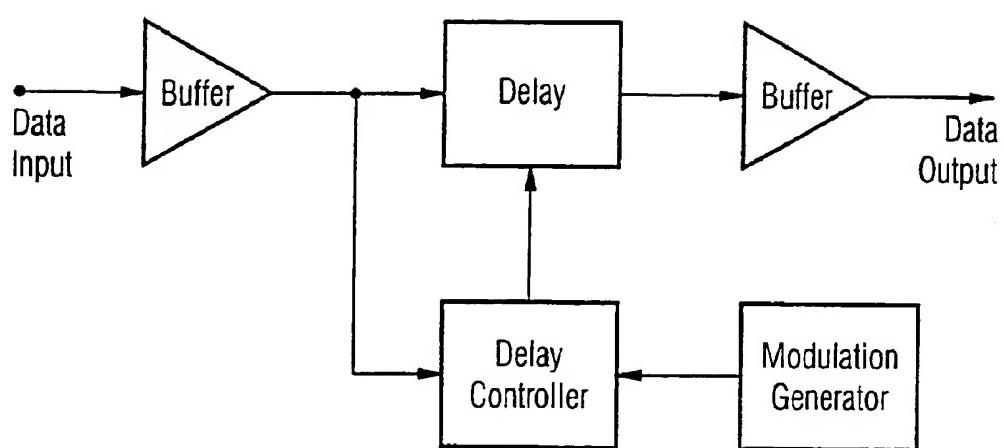


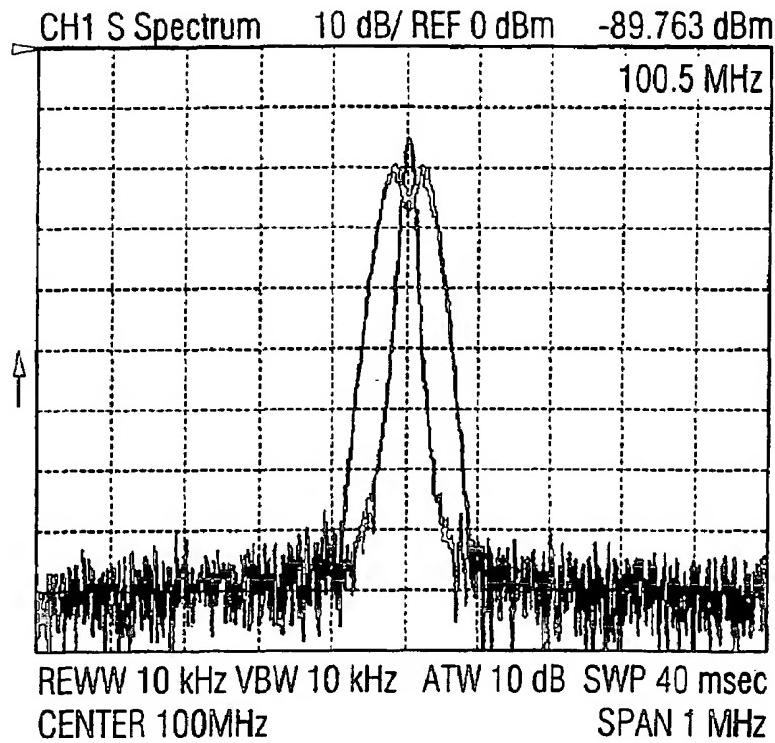
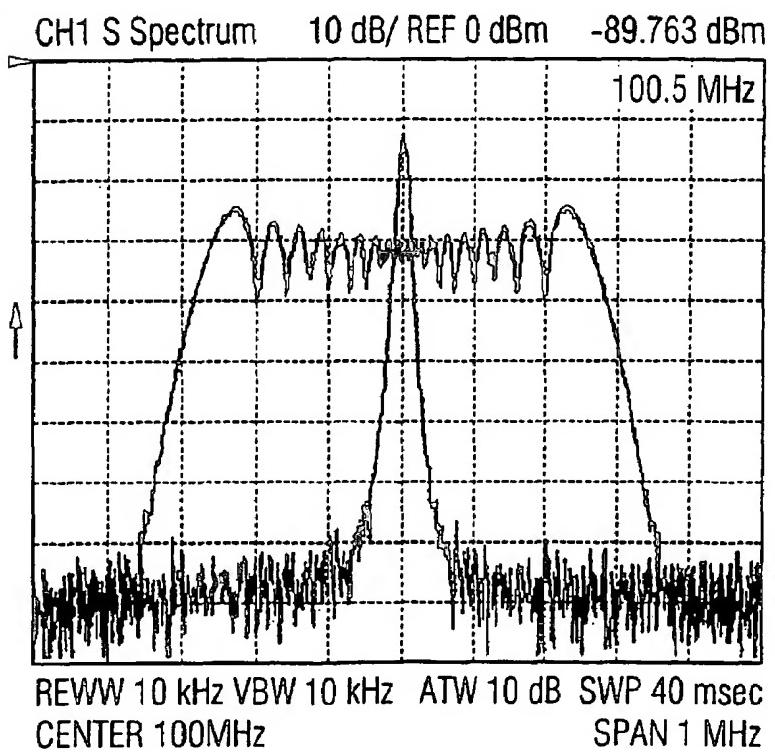
FIG 15**FIG 16**

FIG 17

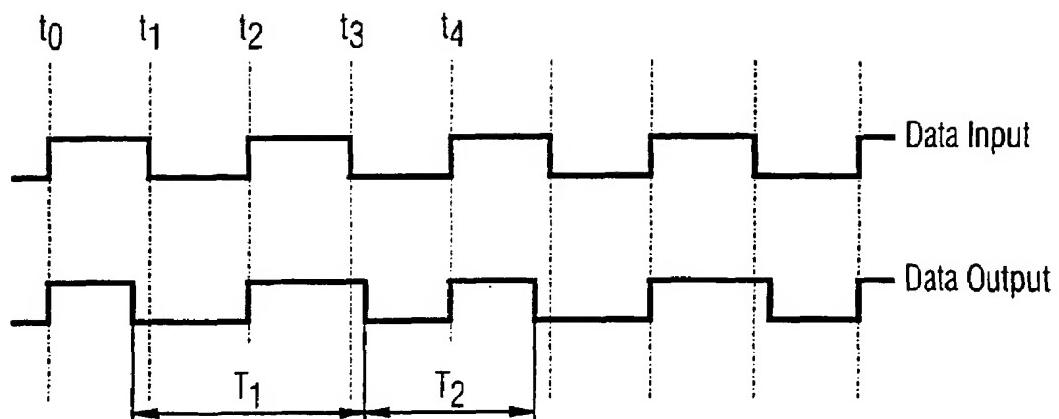


FIG 18

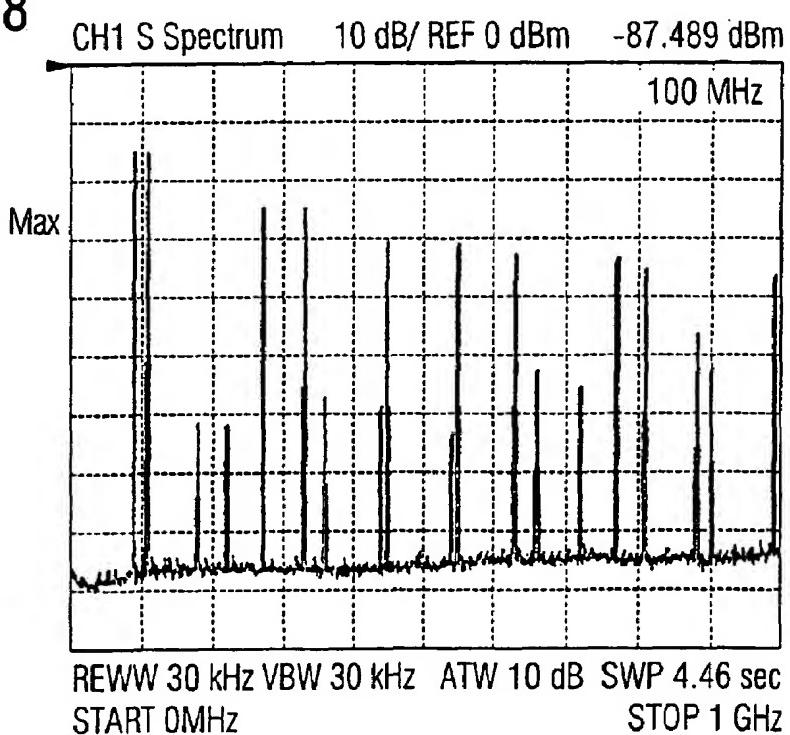
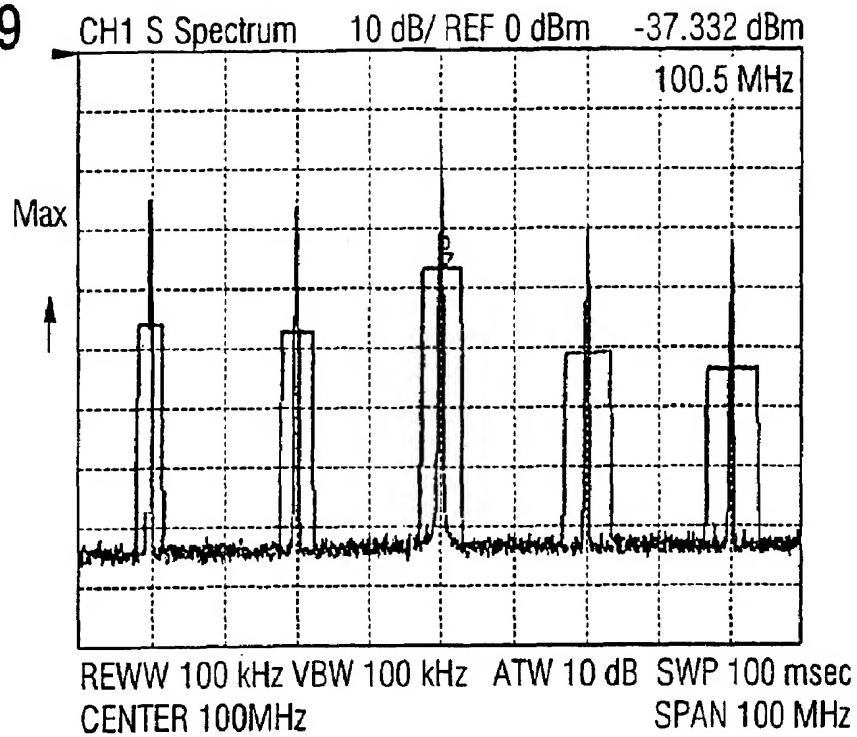


FIG 19**FIG 20**

Tek Stop: 10.0GS/s 6.863M Acqs

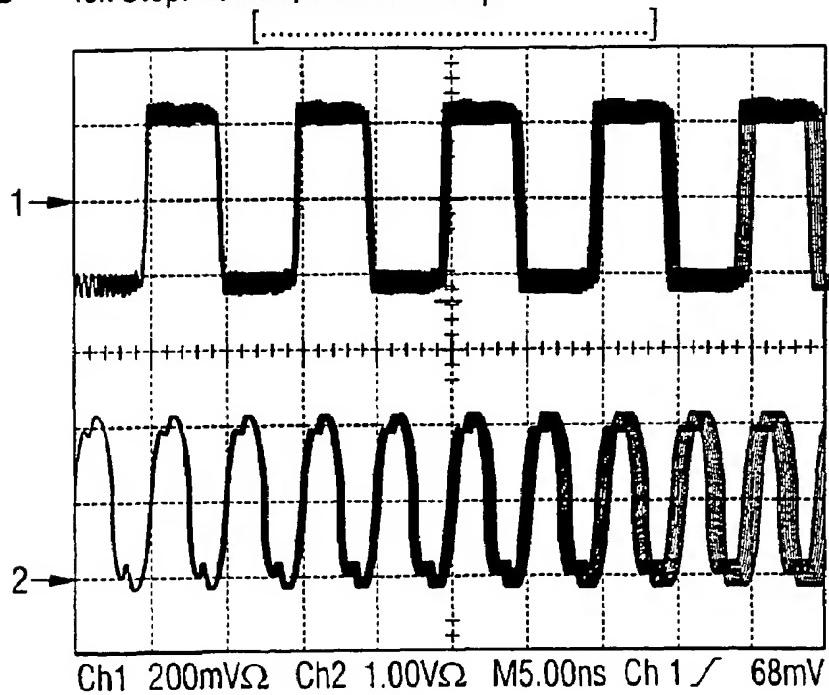


FIG 21

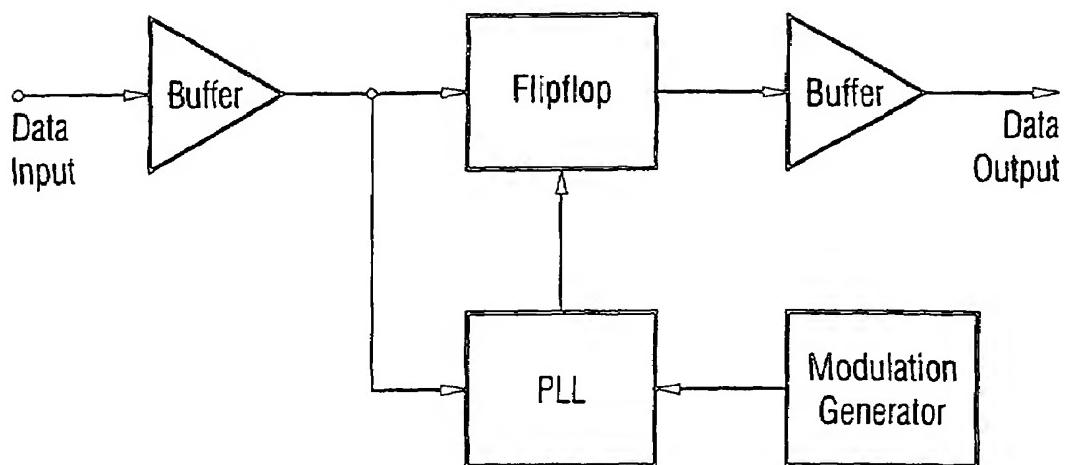
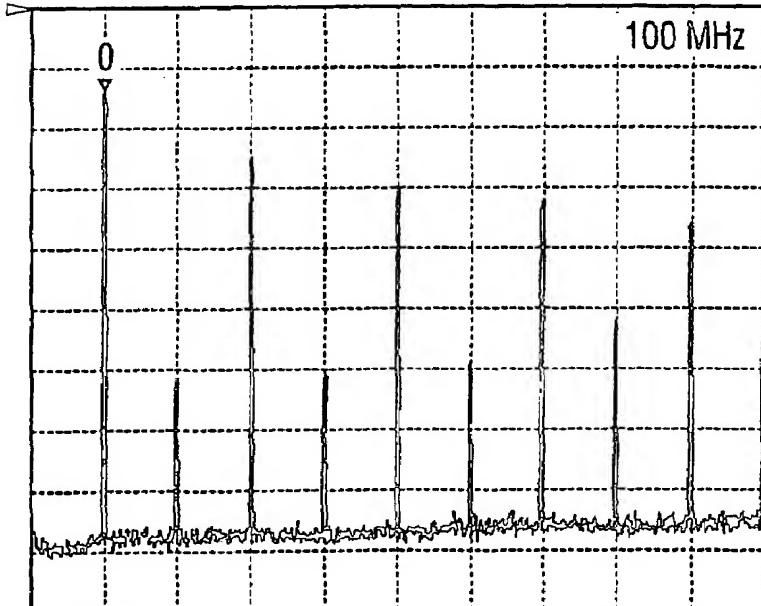


FIG 22

CH1 S Spectrum 10 dB/ REF 0 dBm -14.748 dBm



REWW 30 kHz VBW 30 kHz ATW 10 dB SWP 4.46 sec
START 0 Hz STOP 1 GHz

FIG 23

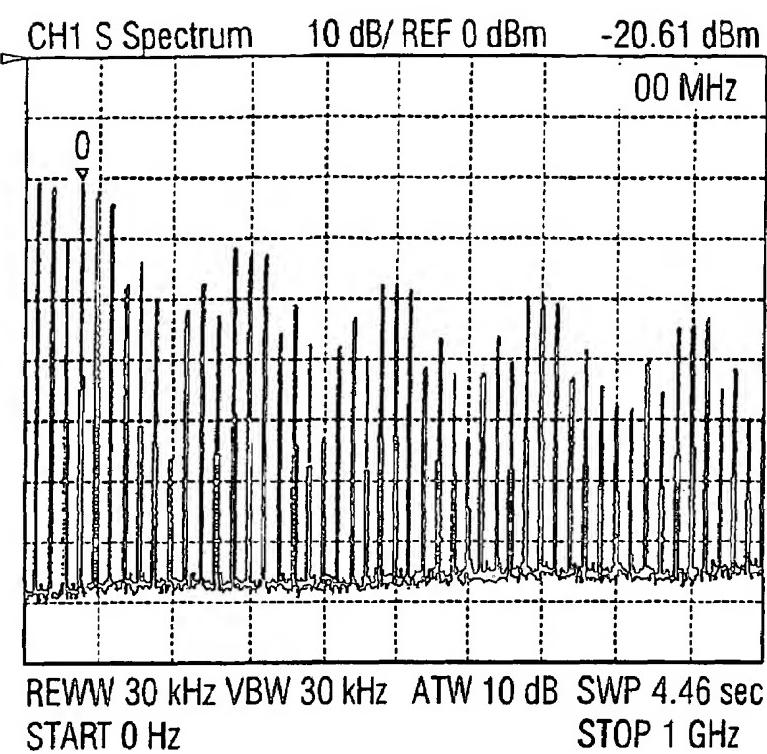


FIG 24

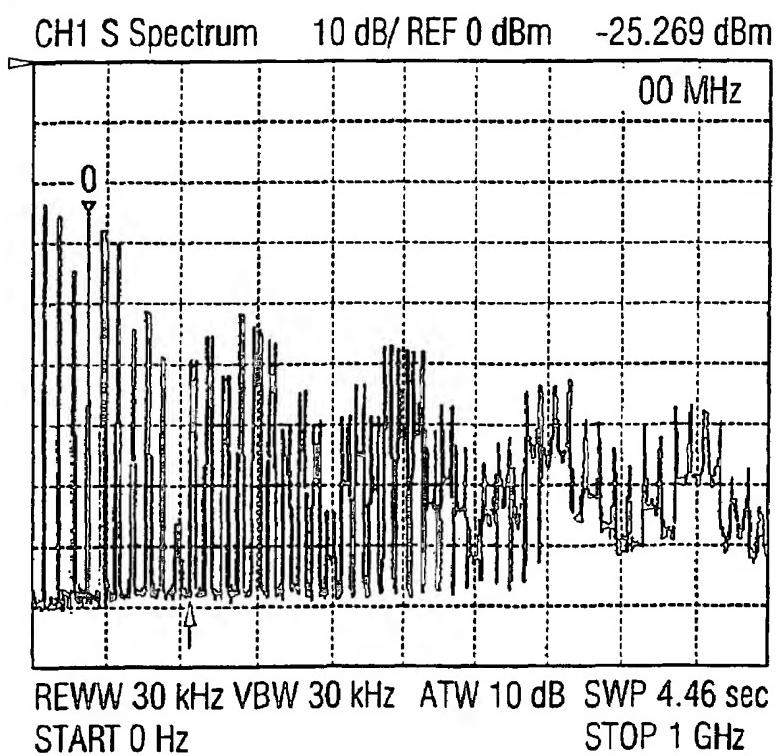
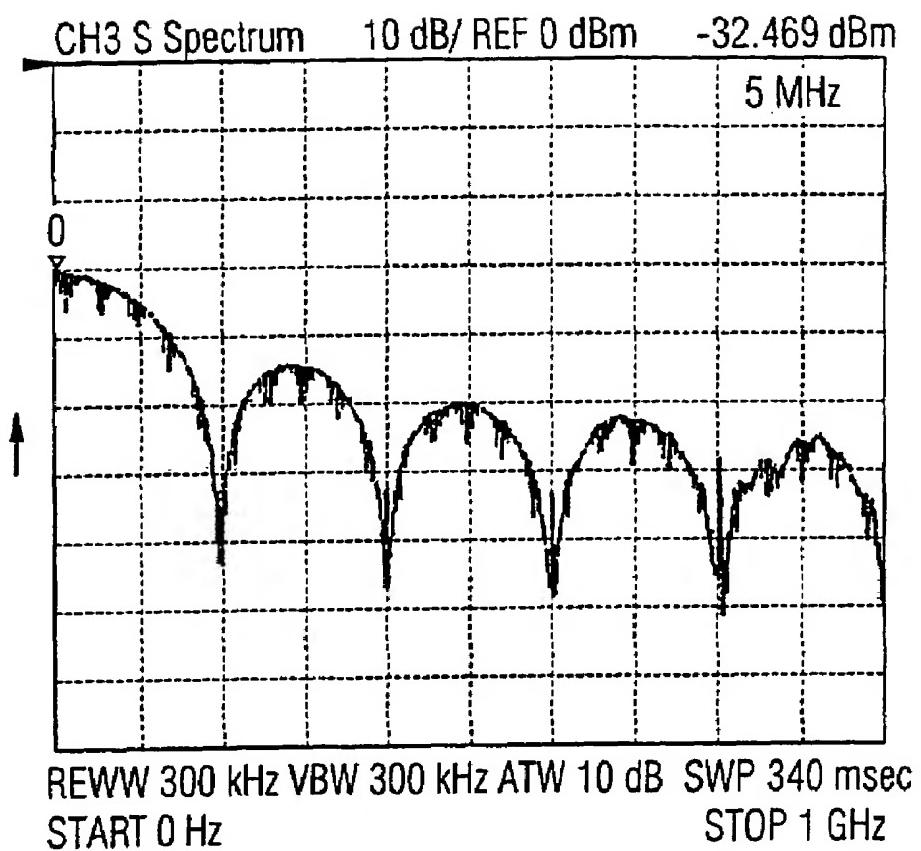


FIG 25

DEVICE FOR LOW-INTERFERNCE SIGNAL TRANSMISSION

FIELD OF THE INVENTION

The present invention relates to a device for or a method of improving the electromagnetic compatibility (EMC) of data circuits and of digital data circuits in particular.

PRIOR ART

The applications of digital data circuits are continuously expanding. In the majority of cases the digital signal transmission presents significant advantages over analog signal transmission. The costs of high-speed data channels are reduced by the development of new transmission techniques. The width of the individual channels has become very inexpensive so that multiplexing of several low-rate signal circuits to form a single high-speed signal circuit is often the most economic solution. This has been implemented particularly in high speed rotary joints.

The conventional solution for the transmission of high data volumes from rotating parts to stationary parts has been the parallel application of a large number of slip ring paths. This resulted in a solid structure of a very high weight, which incurred high costs. Even though mechanical slip rings are particularly well suitable for energy transmission they present some significant disadvantages for the transmission of huge data quantities, such as a restriction of the bandwidth, contact noise and failure.

Due to the large number of circuits having a data transmission capacity close to the physical limits of the contacting slip ring paths service life and maintenance were a main concern. The new contact-free high-rate circuits overcome all these problems and permit a maintenance-free service life with a maximum quality in transmission and with an almost unrestricted bandwidth.

A very important aspect not only in the application of contact-free high-rate circuits but of any electronic device is the electromagnetic compatibility. Electromagnetic emissions are most critical in wire-based circuits and in unshielded rotary joints, but even transmitters, receivers and amplifiers in circuits based on optical fibers may emit electromagnetic fields.

BRIEF DESCRIPTION OF THE INVENTION

The present invention describes how the electromagnetic compatibility (EMC) is dependent on the emitted signals, particularly in high-speed data circuits, and how these signals may be varied in such a way that the electromagnetic emissions will be minimized. The inventive device or the inventive method, respectively, are equally essential for the application of contact-free high-speed data circuits particularly in very large open units such as those designed for computer tomographs (CT scanner means).

In correspondence with prior art optional signals and digital signals in particular are transmitted in the base band or in a modulated form, predominantly in the form of more or less steep-edged rectangular signal strings. These signal strings present a distinct wide line spectrum as a function of the respective coding. This spectrum may result in interfering radiations already in closed or shielded systems, particularly, however, in open systems such as rotating data transmission devices revolving transmitters, which interfering radiation may exceed the limits defined in the common EMC standards. In this respect contact-less open transmis-

sion systems such as those employed for linear transmission or rotating transmission are particularly problematic. Leakage line systems are explicitly affected by this effect, too.

For a reduction of the noise level various provisions have become known. For instance, low-pass or even band-pass filtering is suitable to restrict the transmitted frequency range. This is, however, possible with difficulties only, especially in wide-band transmission systems such as transmission at 200 MBaud. For instance, a minimum bandwidth of 140 MHz is required for a 200 MBaud circuit. Another provision is the reduction of the transmitted signal level. This results, however, in a worse signal-to-noise ratio and hence also in an impairment of the bit error rate in digital systems. With the provisions in correspondence with prior art it is possible with difficulties only to improve the EMC characteristics of such a transmission circuit without impairment of the transmission properties as such.

The present invention is therefore based on the objective of configuring a digital transmission circuit, particularly a contact-free rotating data transmission circuit, in such a way that the emitted noise level may be reduced in the sense of the current EMC standards, without a corresponding impairment of the quality in transmission.

This problem is solved with the provisions defined in claim 1. In accordance with the invention the transmitted line spectrum of the signal is spread by modulation of the transmission cycle in such a way that the gaps between the individual spectral lines are filled and hence the mean spectral power density is reduced. An inventive system consists of a transmitter in correspondence with prior art, which comprises a clock generator, as well as a modulator unit which controls the transmitter or the clock generator thereof, or the transmitter output signal to an optional site in the transmission circuit in such a way that the spectrum will be spread. Such a control may be a phase or even frequency modulation, for instance. Amplitude-modulating or other modulating techniques are conceivable as well, however. Furthermore, a controller is provided which provides the modulator unit with the modulation signal.

The invention is unambiguously distinguished from a modulation technique for improvement of the EMC characteristics of an integrated circuit, which is known from prior art from a publication by the company of IC Works, 3725 North First Street, San Jose, Calif., U.S.A. of March 1997, entitled "Spread Spectrum Clock Generator". This prior art reference relates to the improvement of the EMC properties in computer boards, but not in transmission circuits.

Influence of Spectral Spreading on EMC Characteristics

The general term "Electromagnetic Compatibility (EMC)" is hard to define. Here reference is made to the very general CISPR 11 standard which defines limits for the maximum emission of electromagnetic energy and which specifies the suitable measuring techniques. This standard determines a measurement of maximum emissions in the frequency range of 30 MHz to 1 GHz. The emitted power is measured in 120 kHz steps with a bandwidth of 120 kHz. It is not definitely necessary in the application of a spectral spreading technique to have a uniformly distributed wide-band spectrum; what must be duly considered is only the fact that the same amount of energy is supplied to each 120 kHz range. This can be achieved with a wide-band signal or an individual narrow-band peak in this range. For the majority of applications the spreading of this spectrum in lines having a spacing of 120 kHz or a safety spacing of 100 kHz from each other constitutes the most inexpensive solution. A further spreading of this spectrum requires the introduction of very small frequency variations in the data stream. In some applications, these modifications occur naturally, e.g. when "real data" such as video signals are transmitted.

However, provisions should be made to ensure that in extreme situations, e.g. when the video signal is deactivated and only digital zeros are transmitted, the spectrum is spread to a sufficient width so as to comply with the EMC specifications.

In the application of high-speed digital data circuits substantial provisions must be made to ensure that the requirements of the international EMC regulations will be satisfied. With data rates of a few hundreds to a few thousands of MBaud, the basic frequency comes under the range of common transmission, broadcasting and television bands. For a general reduction of interference it is better to transmit the information in one wide-band signal with a homogeneously distributed low spectral power density rather than information including a few discrete high-power spectral lines.

The invention describes how commonly applied digital data circuits can be modified in such a way that the spectrum undergoes a significant spreading.

There are two supplementing techniques available to achieve this. The first technique is the appropriate coding of the digital signal. The further technique is some kind of frequency modulation. This frequency modulation can be implemented anywhere throughout the circuit without influencing the transmitter or the receiver.

In accordance with the invention the conventional data coding is expediently applied for an optimization of the EMC characteristics.

Spreading of the Carrier Signal (Data Cycle Signal) of the Transmitter

In the transmitter the development of the data flow in time can be simply controlled by controlling the transmitter carrier signal. This requires a direct access to the transmitter carrier signal. One conventional solution is the substitution of a newly modulated oscillator for the standard quartz oscillator unit in the same unit.

In a particularly expedient embodiment of the invention the modulation unit is so configured that it subjects the cycle frequency of the clock generator of the transmitter to frequency modulation in correspondence with the modulation signals of the controller. Such a configuration is particularly simple to implement in engineering terms by providing a VCO in the frequency-determining element of the clock generator, which varies the frequency of the clock generator as a function of the control voltage applied thereto. The control voltage of this VCO is predetermined by the controller. When the controller now furnishes a low-frequency signal frequency of the clock generator of the transmitter varies with the timing of this signal, too, and hence it is frequency-modulated.

Frequency Modulation

Frequency modulation is the direct approach for spreading the spectrum. Serial standard transmission circuits such as TAXIchip® or Hot-Link® tolerate a static variation from the cycle frequency by $\pm 0.1\%$. To observe the limits set for quartz oscillator tolerances the maximum frequency deviation should be less than 10^{-4} . As the spreading of spectral lines does not furnish an advantage below 100 kHz, as has been set out in the foregoing, the minimum data rate f_{Dmin} for low-rate frequency shifts is as follows:

$$f_{Dmin} = \frac{100 \text{ kHz}}{10^{-4}} = 1 \text{ GHz} \quad (6)$$

based on the formula

$$f_{Dmin} = \frac{f_{Data}}{n_{Frame}} \quad (3)$$

wherein n_{Frame} indicates the number of bits in data blocks, f_{Data} signifies the data cycle frequency, and f_{Min} represents the lower frequency limit.

This shows that low-speed frequency shifts do not furnish any improvements at data rates below 1 GBaud.

Phase Modulation

Phase modulation is simply achieved by insertion of a controlled electrical delay into the carrier signal (or clock signal). A low frequency of phase modulation can be automatically controlled in timing by the receiver PLL but it does not result in a significant spreading of the spectrum. A very high frequency phase modulation produces the desired effect on the spectrum but its behavior is comparable to an additional synchronization interference on the receiver input.

In another expedient embodiment of the invention the modulator unit is arranged downstream of the signal-processing and modulating stages of the transmitter so that it can directly modulate the output signal of the transmitter.

Modulation of the Data Stream

In accordance with the present invention, the spectrum can also be spread by modulating the transmitter output signal (or the data stream). The modulation or modification of the transmitter output signal (or the data stream) as such presents a great advantage over the modification of the transmitter carrier signal (or the transmitter data cycle signal, respectively). A modification in the transmitter as such is not required. The transmitter output signal (or the data stream, respectively) can be modified anywhere in the transmission circuit. Hence this system does not demand any modification of the transmitter design, which allows for low development costs and a smooth integration into existing designs.

In a further expedient embodiment of the invention the transmitter comprises a delay circuit controllable by the control generator, which delays isolated pulses or even only signal edges of the output signal in proportion to a low modulation frequency predetermined by the control generator. In the sense of the invention the term "transmitter" is to be understood to denote the combination of all units which process and combine data, signals or cycles in such a way that they can be transmitted via the transmission circuit as such. For the purposes of the present invention it is irrelevant whether this delay is achieved in the clock generator of the transmitter or in a subsequent stage or even as late as in a driver circuit for the transmission circuit.

Phase-shift Technique

The best way to modify an existing data stream without any influence on the data transmitter hence consists in the adoption of a controlled delay. The data stream is supplied to a delay controller means which analyses the data stream and generates a control signal V_P for the controlled delay circuit. This circuit delays the data stream for an interval defined by V_P . An almost static delay, which has been modulated by a low frequency, corresponds to a phase modulation. This type of phase modulation produces only a minor effect on the width of the spectrum. In phase modulation the width of the spectrum is largely independent of the

modulation frequency. Therefore the modulation angle must be increased for spreading the spectrum. A higher modulation requires specific circuits including memory elements, and this can no longer be implemented by means of plain delaying elements. Some kind of frequency modulation is more expedient here. Frequency modulation is a special case of phase modulation with phase angles integrated versus time.

Furthermore, the phase shift can be expediently implemented by a timing recovery technique.

In addition to the modulation by a modulator unit, data coding by means of pseudo-random noise can be expediently implemented.

In correspondence with another expedient embodiment of the invention a controller unit is provided in the receiver which controls the clock generator of the receiver in synchrony with the modulation of the transmitter. This synchronization can be optionally performed via a signal which is jointly available to the transmitter and receiver sides, such as the line frequency.

In a further expedient embodiment of the invention a controller unit is provided in the receiver, which, in the event of modulation of the frequency of the clock generator of the transmitter, controls the clock generator of the receiver in synchrony with this modulation so that the received signal can be processed further in the receiver in non-modulated form.

In another expedient embodiment of the invention an additional signal is transmitted in parallel with the transmission circuit between the transmitter and receiver sides for controlling the modulation. On account of this additional signal now a demodulation can be performed in the receiver, which is synchronized with the modulation in the transmitter.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWING

For an explanation of the invention Figures are attached wherein:

FIG. 1 shows an inventive system;

FIG. 2 illustrates the noise spectrum of a typical transmission circuit with 190 MBaud in the base band;

FIG. 3 shows the noise spectrum of the transmission circuit according to FIG. 2, with a frequency modulation of the clock generator;

FIG. 4 illustrates a 200 MBaud 1010-PCM signal (upper graph) and a bit cycle signal (lower graph);

FIG. 5 represents the spectrum from 9 to 1 GHz of a 200 MBaud 1010-PCM signal;

FIG. 6 shows a 200 MBaud PCM signal with 10000100 pattern (upper graph) and bit cycle signal (lower graph);

FIG. 7 illustrates the spectrum from 9 to 1 GHz of a 200 MBaud PCM signal (10000100);

FIG. 8 shows the spectrum of a normal 200 MBaud PCM signal (narrow graph) and a 2009 MBaud PCM signal with frequency-modulated bit clock signal (wide graph) at an indicated center frequency of 100 MHz and a spacing by 10 MHz;

FIG. 9 is an illustration of the 200 MBaud signal in FIG. 8 (upper graph) with frequency-modulated bit clock signal (lower graph);

FIG. 10 shows a 200 MBaud PCM-PN7 spectrum (pseudo noise with 128 bit pattern length) having a peak amplitude of -36 dBm and a line spacing by 1.56 MHz;

FIG. 11 illustrates a 200 MBaud PCM-PN15-spectrum (pseudo noise with 32768 bit pattern length) having an amplitude of -60 dBm and a line spacing by 6.1 KHz;

FIG. 12 shows a 200 MBaud PCM-PN17 spectrum (pseudo noise with 131072 bit pattern length) having an amplitude at -54 dBm and a line spacing by 1.5 KHz;

FIG. 13 shows a random coding (upper three graphs) and decoding (lower three graphs), with coding being realized by an exclusive-OR linking of the data with a pseudo noise string;

FIG. 14 illustrates a controlled phase shifter means;

FIG. 15 shows a 200 MBaud PCM basic frequency at 100 MHz (narrow peak) and the spectrum of a phase-modulated signal with 6.28 rad at 10 KHz (wide peak);

FIG. 16 illustrates a 200 MBaud PCM basic frequency at 100 MHz (narrow peak) and the spectrum of a frequency-modulated signal with 1 MHz (wide peak);

FIG. 17 is a graph of a plain frequency-modulated signal;

FIG. 18 illustrates a doubled spectrum;

FIG. 19 shows an FM-spread spectrum at a low frequency shift;

FIG. 20 shows an FM-PCM signal (upper graph) and a bit clock signal (lower graph) with a low frequency shift;

FIG. 21 illustrates a modulation by means of cycle regeneration;

FIG. 22 is a view of a 200 MBaud 1010 PCM signal spectrum from 9 to 1 GHz;

FIG. 23 is a view of a 200 MBaud 1010-PCM signal spectrum with 8B/10B coding from 9 to 1 GHz;

FIG. 24 is a view of a 200 MBaud 1010-PCM signal spectrum with 8B/10B coding and FM from 9 to 1 GHz, and

FIG. 25 is a view of a 200 MBaud 1010-PCM signal spectrum with pseudo-random coding from 9 to 1 GHz.

DESCRIPTION OF EMBODIMENTS

FIG. 1 shows an inventive system comprising of a transmitter (1) which is connected to the receiver (3) via a transmission circuit (2). The transmitter (1) includes a modulator (4) and is controlled via a controller (5). By means of controller (5) a modulation signal for modulating a data signal (6) or the frequency of the clock generator, respectively, is generated in such a way that the spectrum of the transmitter output signal (7), which is transmitted via the transmission circuit (2), will be spread. For receiver circuits corresponding to prior art a slight modulation, particularly a frequency modulation of the data signal (6), is no problem. The modification of the frequency, particularly at a low modulation frequency, is finely controlled, without any problem, by the PLL provided in receiver (3) for data and cycle reconstruction.

FIG. 2 shows the spectrum measured in an absorber hall, which is emitted by a transmitter corresponding to prior art via the data circuit (2).

FIG. 3 shows the spectrum of an inventive system wherein the control generator is employed to modulate the signal of the transmitter with a frequency shift by 2 MHz. As a result, also spectral fractions fall into the gaps between the spectral lines. With the same output signal amplitude the power density in the individual frequencies is hence reduced. The reduction of the maximum amplitude ranges at 16 dB approximately.

Frequency Spectrum of Digital Signals

Like in almost any digital data link the data stream is present in the PCM format, which means that only two digital levels—i.e. zero and one—are present. The information is contained in the presence of zeros and ones in defined time windows. For a signal with alternating zeros and ones

the wave shape corresponds to a symmetrical rectangular wave (FIG. 4) having a frequency corresponding to half the bit cycle rate.

Such a signal presents the commonly known spectrum illustrated in FIG. 5.

What appears are only odd harmonics with a linearly decreasing amplitude. Even harmonics occur only if the signal is non-symmetrical. When the signal has other patterns with wider time intervals of zeros and ones, like the signal in FIG. 6, side bands appear in the spectrum with offsets by multiples of the frequency components of these longer time intervals. This leads from a plain needle spectrum to a multiply diversified spectrum such as that illustrated in FIG. 7.

When a great number of different patterns is present, e.g. in different combinations, the spectrum undergoes an ever-increasing diversification. For the majority of digital signals the average electrical power of the data is constant. In a measurement over a fairly long time interval the numbers of zeros and ones are approximately equal. For instance, the mean power P_{Mean} of a random binary signal is the mean power of zero P_0 and one P_1 :

$$P_{Mean} = \frac{1}{2} \cdot (P_0 + P_1) \quad (1)$$

In a spectral representation of the total of all amplitudes A_i of the spectral lines this total must therefore equal this value:

$$P_{Mean} = \sum_i \overline{A}_i \quad (2)$$

Reduction of the Spectral Power Density

In our first example (FIG. 4) with the pattern 1010 high energy levels are present at the base frequency of the signal and its harmonics. If the signal is spread to additional frequencies the energy of the individual spectral lines must be reduced because the total energy is constant. Hence the unrestricted spreading of the bandwidth results theoretically in unlimited low energy densities. In practice, however, there are some restrictions.

Even though bandwidths are not very expensive unrestricted bandwidths are expensive. A good design of a data circuit thus does hence not employ much more bandwidth than is necessary for the transmission of the information. But even the filling of the gaps between the spectral lines would furnish a substantial improvement. For an optimization of a data link the coding and the shaping of a signal should be made in such a way that an additional bandwidth will not be necessary and that instead of individual spectral lines a constant power spectrum with frequency-independent power densities is present. FIG. 8 illustrates a typical needle spectrum of a 1010 signal and with the second graph of the spectrum of the same signal, which has been modified for a wider bandwidth with a 2 MHz frequency modulation (FM). FIG. 9 shows the same signal and its clock signal in the time window of an oscilloscope. There is no significant difference between these two signals.

This shows that the EMC characteristics of a digital link can be significantly improved by a slight modification of the signal. In the following, different techniques will be described for spreading the spectrum.

General Data Coding Schemes

Data is usually packaged in blocks containing an additional block and error verifying bits. These additional bits are equally required for synchronizing the data receiver with the transmitter. A defined coding such as 8B/10B is often used for execution of these tasks. In this way an extremely long data stream composed of nothing but zeros and ones would never occur. Typical blocks including synchronization and error correction bits have sizes of n_{Frame} of roughly 10 to 20 bits. This provides a lower frequency restriction and a spacing of the spectral lines with the block repetition rate even if the data contains nothing but zeros and ones. At a data cycle rate f_{Data} the lower frequency limitation f_{Min} and the minimum spacing of the spectral lines correspond to:

$$f_{Min} = \frac{f_{Data}}{f_{Frame}} \quad (3)$$

As a rule, the data is additionally coded to ensure freedom of continuous current and to increase the redundancy for a plain error detection. Both data packaging and coding enable the spreading of the spectrum. A low packaging density results in a comparatively high packaging repetition rate and therefore in a moderate spreading of the spectrum. For instance, at a data cycle signal rate of 200 MHz, a 10-bit block furnishes a spectral line spacing of:

$$f_{Min} = \frac{200 \text{ MHz}}{10} = 20 \text{ MHz} \quad (3)$$

This means that not only spectral lines occur in the spectrum at 100 MHz, 300 MHz, 500 MHz, etc., but also additional lines spaced at 20 MHz. This furnishes five times as many spectral lines at a mean reduction of power by 7 dB. Such coding alone is not sufficient for an efficient EMC improvement.

Pseudo-Random Patterns

A data stream including a random succession of zeros and ones results in a very homogeneous spectral distribution. In theory, an unlimited random succession would result in a perfect spreading spectrum having a constant spectral power density. It is disadvantageous that such a data stream cannot contain the desired information. In an approach to a solution to this problem it is possible to employ deterministic pseudo-random patterns. These patterns consist of a predetermined reproducible string of bits. As a rule, the length of these patterns is determined. These patterns are referred to as pseudo-random patterns because; at the first glance, they look like a random string even though they yet present a determined succession and can be predicted. A genuine random succession can never be predicted.

Influence of the Pattern Length on the Spectral Density

Pseudo-random patterns used in practical applications have a restricted pattern length. After the emission of n_P bits the same pattern is repeated. The reasons for short patterns are limited memories for storing the patterns and a simpler synchronization. A long pattern and therefore a low pattern petition rate furnish low frequency components in the signal and therefore lead to a narrow spacing of the spectral lines.

The minimum spacing Δf of adjacent spectral lines is reciprocally proportional to the random pattern length n_p .

$$\Delta f = \frac{f_D}{n_p} \quad (5)$$

Thus a long pattern length is desirable for a small spacing of the spectral lines. The influence of the pattern length is illustrated in FIGS. 10, 11 and 12.

In FIG. 10 the spectral lines are spaced by 1.56 MHz whilst their amplitudes amount to -36 dBm. If, as is shown in FIG. 11, a longer code string is selected, with the pattern length being 256 times as long, the spectral lines are spaced by 6.1 kHz. This is below the resolution of the spectral analyzer which displays a straight line. The amplitude of the spectral lines (which is identical with the amplitude of the line) amounts to -609 dBm, which corresponds exactly to $\frac{1}{256}$ of the previous amplitude of -36 dBm. In FIG. 12 a pattern length is applied which is four times the previous length, which results in a signal amplitude four times smaller (-6 dB).

Application of Prior Art Pseudo-Random Patterns

A plain approximation for very short pseudo-random strings is a coding scheme such as the commonly applied 4B/5B or 8B/10B coding. Here 8 bit binary numbers are encoded in a string of 10 varying bits. In this manner a long succession of zero bits will not derive even from a zero. These patterns produce a slight spreading effect but they furnish a more homogeneous spectral distribution.

Moreover, a highly common application of pseudo-random patterns are bit error rate tests where the wide-band spectrum of these patterns allows for a complete check of the entire transmission system.

Static Patterns

The mostly serial transmitters operate on a blank character if there is no data to be transmitted. This blank is an unambiguous pattern which enables the identification "no data" and furthermore permits the synchronization of the receiver with the transmitter clock signal. Only one kind of blank pattern is usually present. If over prolonged periods of time no data is transmitted only this pattern is transmitted via the circuit. It presents the same length as a standard data word and has therefore a comparatively high lower frequency and a spacing of the spectral lines which derives from the equation (5). Such patterns do usually not present a straight distribution of their spectral lines. Consequently, a high-speed data link may display excellent EMC characteristics when real data is transmitted. But as soon as the transmission is terminated and a blank is transmitted the EMC characteristics are strongly impaired. These static patterns are the most inexpedient case of electromagnetic emission or transmission. If a transmission of these patterns cannot be avoided over a prolonged period of time the EMC measurements should be made under these conditions.

In the definition of a sound system such static patterns should be avoided by all means. This may be achieved by the transmission of varying receiver blanks or by the emission of a pseudo-random string signaling the blank character state. Even a long string of zero codes may be accepted provided that this string is coded with a pseudo noise signal having a long pattern length.

Inventive Method of Spreading the Bandwidth

As has been described in the foregoing, there are different approaches for spreading the spectrum. The best effect on

the electromagnetic emission is achieved when at least two methods are applied which complement each other. A very good combination is a pseudo noise data coding together with some kind of modulation of the data variation in time.

5 The data variation in time can be modulated in different ways. One approach is the modification of the original data cycle signal at the transmitter end. Another way is the modification of the variation in time of the data stream as such.

10 Data Coding

As has been set out in the foregoing, the data stream should have the appearance of a random string for optimization of the EMC characteristics. Real data very often displays random characteristics. In measuring signals or 15 video image signals a certain noise always occurs which contributes also the random characteristics. In other cases the coding of the data stream with a random string would furnish a desired result. This coding is very easy to implement. When data is transmitted in large blocks each block 20 may be subjected with a given random string to an exclusive-ORing process (FIG. 13). Now the transmitted signal has the appearance of a random signal. Even in the worst case of a string of zeros or ones the signal looks like a random signal.

25 The receiver can reconstruct the original data as the original data block by the exclusive-ORing of the block with the same random string. In an alternative, the signal may be supplied to a traditional pseudo random generator which may be based on shift registers with feedback.

30 There are certain situations which should be focused on. The majority of data parallel-serial converters present a defined "no data" signal which enables these converters to synchronize in the case of missing data. If the parallel-serial converter is not supplied with data it will continuously 35 transmit this short data word which consists normally of a succession of 10 to 20 bits. This signal results in a very broad frequency line spacing and therefore in very bad EMC characteristics. Therefore one should avoid by all means that a static pattern is pending for transmission. To prevent this 40 situation data must be supplied to the parallel-serial converter. This may be done by means of a simple software modification. Instead of not transmitting data the same blocks may be transmitted which are used for data but which are filled with zeros or a few other patterns which can be 45 identified as "no data". When the stream of zeros is subjected to an exclusive-OR combination with the random pattern this furnishes a perfect random pattern in the data link and therefore the best EMC characteristics. Following 50 the exclusive OR combination with the random pattern the stream of zeros can be easily identified as "no data" on the receiver side.

55 As has been set out in the foregoing, the spacing of the spectral lines is reciprocally proportional to the pseudo random pattern length. The minimum spacing of the spectral lines can be computed by the equation (3). The data coding operation should be completed by the application of a technique of modulating the variation in time. When very long code strings are not employed a data coding technique is best suitable to furnish a rough spreading whereas a 60 modulation of the variation in time is best suitable to result in a fine spreading.

Spreading of the Data Cycle Signal

65 In the introduction both the frequency modulation and the phase modulation have been described.

For achievement of an improvement for lower data rates in case of frequency modulation the cycle must be shifted by

more than the permissible 10^{-4} . This can be achieved by synchronous shifting of the transmitter and receiver cycle. For execution of this shift a low-frequency message transmission must be provided between the transmitter and the receiver. Such an information can be transmitted via an additional low-frequency line or, in the case of rotary joints, through a conventional slip-ring circuit. In such a case noise and bandwidth are not critical. Another approach is the application of some signals which are already jointly available, like in the case of an AC energy circuit for modulating the synchrony between the transmitter and receiver cycles. Hence an additional signal is not required.

Better results can be achieved with a modulation of the clock signal with a very high frequency proportional to time. The modulation should be very fast so that the receiver PLL cannot follow the frequency variations. If the overall phase shift is too large the receiver may lose data. In such a case a similar technique may be applied such as that described in the introduction with respect to the phase shift technique. This solution should be generally matched with the link and its actual data cycle rate.

The modulation of the data stream and the phase shift technique have been presented in the introduction. FIG. 14 shows the block diagram of the circuitry for the phase shifting technique.

FIG. 15 illustrates a phase-modulated signal with a 6.28 rad modulation at 10 KHz. This phase shift by 6.28 rad corresponds to a complete period.

FIG. 16 shows some kind of frequency modulation with a frequency modulation at 1 MHz. The frequency modulation is a special case of a phase modulation with phase angles integrated versus time.

A simple example of such a frequency-modulated signal is shown in FIG. 17. The input signal presents a constant cycle rate. This means that all time intervals $t_n - t_{n-1}$ have the same width. In the case of a controlled delay circuit the clock signal variations by the times t_0, t_2, t_4, t_6, t_8 do not present any delay whereas the variations by the times t_3, t_5 display a small positive delay Δt and the variations at the points of time t_1, t_7 show a small negative delay $-\Delta t$. As a consequence, the first clock signal cycle T_1 is longer than the second clock signal cycle T_2 . Hence T_1 can be expressed by the following formula:

$$T_1 = T_2 + 2 \times \Delta t \quad (7)$$

For this reason, the basic frequencies of both clock signal cycles are equal:

$$f_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{T_2 + 2 \cdot \Delta t} \quad (8)$$

$$f_2 = \frac{1}{T_2} \quad (9)$$

Now the number of the spectral lines has been doubled (FIG. 18).

For a further increase of the number of spectral lines it is possible to introduce additional frequencies f_1 and f_2 . To achieve this it is only necessary to vary the delay Δt in correspondence with the equations (8) and (9).

To this end the delay control means is controlled by an additional modulation generator which forces the delay control means to go through all delays between Δt_{min} and Δt_{max} at a very low frequency. Thus the spectral lines between f_1 and f_2 are filled, as is illustrated in FIG. 19.

On account of the very small additional delays the signal behaves like a signal with additional low synchronizing interferences (jitters) (cf FIG. 20). This additional jittering presents two spectral components which must be considered. Initially, the high-frequency modulation behaves like a real jitter. It takes an influence on the link properties. For contact-free rotary joints, however, which present a 5% jitter, an additional modulation jittering of 5% is acceptable. The majority of digital link receivers accept 20% jittering without any impairment. Secondly, the low-frequency component of the modulation generator is so selected that a period is slightly shorter than the period of the integration of the EMC measurement. For measurements in compliance with CISPR the period lasts for 10 ms. Hence the modulation frequency should be higher than 100 Hz. This low frequency is eliminated by all receiver PLLs.

Cycle Regeneration Technique

Another approach to modify the spectral characteristics of the data stream is the use of a complete synchronization (re-timing) circuit. FIG. 21 shows the fundamental mode of operation. The data stream is supplied to a PLL circuit for recovery or regeneration of the data cycle. This regenerated clock signal is supplied to a synchronization (re-timing) circuit for the data stream. An additional modulation generator means varies the PLL frequency for modulating the data stream.

This circuit displays a behavior similar to the properties of the aforedescribed circuit but it performs additionally a synchronization (re-timing) and therefore a reduction of jittering in the data stream. There are two possibilities available for controlling the PLL. The first opportunity is modification of the digital PLL output signal and the introduction of additional delays. Another possibility consists in controlling the VCO by means of an analog signal. For implementation of this concept the VCO could be initially supplied with a small negative pulse which is supplied to the control voltage thereof, and after one or several periods the VCO is supplied with a small negative pulse having the same amplitude. This results in a rapid transient frequency variations which is so rapid per se that the PLL as such cannot respond thereto.

Like in the case of cycle modulation additional jittering is introduced into the data stream.

Measurements on Modified Digital Signals

Some final measurements show the benefit of a PCM signal with spread spectrum. FIG. 22 illustrates the worst case of a 1010 PCM signal at 200 MBaud. Here the peak value of the amplitude at 100 MHz is equal to -14.7 dBm.

When a genuine 8B/10B coded signal is employed the spectrum has the appearance shown in FIG. 23. In this example now the maximum amplitude corresponds to -20.6 dBm while the minimum spacing of the spectral lines amounts to 20 MHz. On account of the short-length coding this spectrum does not present a homogeneous spreading. It does not display a constant power density, which would be desirable, but on the other hand it presents some peak values with intermediate zeros. However, even this configuration furnishes an improvement by approximately 6 dB as compared to the worst case of a 1010 signal.

When frequency modulation is performed on the 8B/10B signal the spectrum according to FIG. 24 is obtained. Now the maximum amplitude equals -25.3 dBm, with a further improvement by 5 dB. Here the frequency modulation fills only the gaps between the 8B/10B signal spectral lines but is not suitable to smooth the spectrum. The coding with a long pseudo noise string having a pattern length of 128 bits

13

furnishes a very uniform spectrum presenting a maximum amplitude of -32.5 dBm, as is shown in FIG. 25. The measured values confirm the theoretical considerations. Some variations are caused by restrictions and simplifications of the theoretic model.

The invention claimed is:

1. System for low-interference transmission of a signal, comprising:

a transmitter for generating an output signal to be transmitted via a transmission circuit, the signal having substantially a line spectrum;

a modulator unit associated with the transmitter for modulating the output signal to be transmitted, or a carrier signal of transmitting means in the transmitter, or the output signal at any site in the transmission circuit, independently of a modulation technique selected for the purpose of signal transmission;

a receiver, spatially separated from the transmitter, for receiving a modulated transmitted signal via the transmission circuit; and

wherein the modulator unit modulates the signal so that spectral lines of the output signal are broadened to fill gaps between individual spectral lines, and a spectral power density of the output signal is reduced without a bandwidth of the output signal being substantially changed.

2. System according to claim 1, wherein the modulator unit modulates the output signal to be transmitted, or a carrier signal of transmitting means in the transmitter, or the output signal at any site along the transmission circuit, independently of a transmission cycle.

3. System according to claim 1, wherein a controller serves to control the modulator unit.

4. System according to claim 1, wherein the transmitter comprises a clock generator.

5. System according to claim 4, wherein the modulator unit controls the clock generator appropriately for broadening the spectral lines.

6. System according to claim 5, wherein the modulator unit subjects a cycle frequency of the clock generator to frequency modulation.

7. System according to claim 6, wherein the clock generator comprises a VCO as a frequency-determining element.

8. System according to claim 7, wherein the control unit adjusts the VCO.

9. System according to claim 1, wherein the modulator unit subjects the signal to be transmitted to frequency, phase or amplitude modulation.

10. System according to claim 1, wherein the modulator unit subjects the carrier signal of the transmitting means in the transmitter or the transmitter output signal at substantially any site along the transmission circuit to frequency or phase modulation, independently of a modulation technique selected for the purpose of signal transmission.

11. System according to claim 1, wherein the carrier signal or the transmitter output signal is pulsed, and the modulator unit shifts or delays individual signal edges towards earlier or later points of time in proportion to a signal defined by an additionally provided modulation signal generator.

12. System according to claim 11, wherein the modulator unit comprises a delay control means for analyzing the transmitter output signal and for controlling a delay circuit which causes a shift or delay.

14

13. System according to claim 12, wherein the delay control means comprises a PLL means, and the delay circuit comprises a flip-flop circuit.

14. System according to claim 1, wherein the transmitter comprises a PLL means.

15. System according to claim 14, wherein a variation of modulation by the modulator unit is covered by a control range of the PLL means of the transmitter.

16. System according to claim 1, wherein data coding by means of pseudo random noise is performed in addition to a modulation by the modulator unit.

17. System according to claim 1, wherein a second controller unit is provided in the receiver for controlling the receiver synchronously with the modulation performed by the modulator unit in the transmitter or at substantially any site along transmission circuit, so that the signal received in the receiver is processed as an unmodulated signal, a synchronization between the transmitter, or the transmission circuit, and the receiver being achieved by means of the modulation signal or even another signal jointly available to the transmitter, or the transmission circuit, and the receiver.

18. System according to claim 1, wherein an additional transmission circuit is provided between the transmitter, or the transmission circuit, and the receiver for a transmission of a synchronization signal for controlling a modulation of the transmitter, or the transmission circuit, and the receiver.

19. System according to claim 1, wherein the transmission circuit is selected from the group consisting of a line-bound transmission circuit, a contacting transmission circuit, a contact-free transmission circuit, or combinations thereof.

20. System according to claim 1, wherein the signal comprises a digital signal.

21. System according to claim 1, wherein the transmitter and the receiver are mobile relative to each other.

22. System according to claim 1, wherein the transmitter is a rotating data transmission device.

23. Method for low interference transmission of a signal, comprising the steps of:

generating an output signal to be transmitted with a transmitter at a first location, the signal having substantially a line spectrum;

modulating the signal to be transmitted, or a carrier signal of transmitting means in the transmitter, or an output signal at any site of the transmission circuit with a modulator unit, independently of a modulation technique selected for the purpose of signal transmission, to form a modulated signal;

transmitting the modulated signal from the first location; receiving the modulated transmitted signal via a transmission circuit at a second location spatially separated from the first location; and

wherein the signal is modulated so that spectral lines of the output signal are broadened to fill gaps between individual spectral lines, and a spectral power density of the generated signal is reduced, without a bandwidth of the generated signal being substantially changed.

24. Method according to claim 23, wherein the spectral power density is reduced by filling gaps between individual spectral lines.

25. Method according to claim 23, wherein the modulator unit is controlled by means of a controller.

26. Method according to claim 23, wherein the transmitter comprises a clock generator.

27. Method according to claim 26, wherein the clock generator is appropriately controlled by means of the modulator unit for broadening the spectral lines.

15

28. Method according to claim **27**, wherein the cycle frequency of the clock generator is frequency modulated by means of the modulator unit.

29. Method according to claim **28**, wherein the clock generator comprises a VCO as frequency-determining element.

30. Method according to claim **29**, wherein the VCO is adjusted by means of the controller.

31. Method according to claim **23**, wherein the modulator unit subjects the signal to be transmitted to frequency, phase or amplitude modulation.

32. Method according to claim **23**, wherein the modulator unit subjects the carrier signal of the transmitting means of the transmitter, or the transmitter output signal, at substantially any site along the transmission circuit to frequency or phase modulation, independent of the modulation technique selected for the purpose of signal transmission.

33. Method according to claim **23**, wherein the carrier signal or the transmitter output signal is pulsed, and the modulator unit shifts or delays individual signal edges towards earlier or later points of time in proportion to a signal defined by an additionally provided modulation signal generator.

34. Method according to claim **33**, wherein the modulator unit comprises a delay control means for analyzing the transmitter output signal and for controlling a delay circuit which causes a shift or delay.

35. Method according to claim **34**, wherein the delay control means comprises a PLL means and the delay circuit comprises a flip-flop circuit.

36. Method according to claim **23**, wherein the transmitter comprises a PLL means.

37. Method according to claim **36**, wherein a variation of modulation by the modulator unit is covered by a control range of the PLL means of the transmitter.

38. Method according to claim **23**, wherein data coding is performed by means of pseudo random noise in addition to a modulation by the modulator unit.

39. Method according to claim **23**, wherein a second controller unit is provided in the receiver for controlling the receiver synchronously with the modulation performed by the modulator unit in the transmitter or at substantially any site along transmission circuit, so that the signal received in the receiver is processed as an unmodulated signal, a synchronization between the transmitter, or the transmission circuit, and the receiver being achieved by means of the

16

modulation signal or even another signal jointly available to the transmitter, or the transmission circuit, and the receiver.

40. Method according to claim **23**, wherein an additional transmission circuit is provided between the transmitter, or the transmission circuit, and the receiver for a transmission of a synchronization signal for controlling a modulation of the transmitter, or the transmission circuit, and the receiver.

41. Method according to claim **23**, wherein the transmitter and the receiver are mobile relative to each other.

42. Method according to claim **41**, wherein the transmitter is a rotating data transmission device.

43. System for transmitting a digital data signal, comprising:

a first stationary part;

a second movable part;

a transmitter for generating a transmitter output signal that includes a carrier signal and the data signal;

a receiver for receiving the transmitter output signal; a transmission circuit coupling said transmitter to said receiver and for transmitting the transmitter output signal between said first stationary part and said second movable part;

a modulator coupled to said transmission circuit for generating a modulation signal;

a controller coupled to and controlling said modulator to generate the modulation signal and to apply the modulation signal at substantially any site in and along the transmission circuit to modulate the transmitter output signal so that a signal spectrum of the transmitter output signal is substantially distributed and a mean spectral power density of the transmitter output signal is reduced; and

wherein the modulator modulates the transmitter output signal so that spectral lines of the transmitter output signal are broadened to fill gaps between individual spectral lines of the transmitter output signal, and a spectral power density of the transmitter output signal is reduced without a bandwidth of the transmitter output signal being substantially changed.

44. System according to claim **43**, wherein the transmission circuit is selected from the group consisting of a line-bound transmission circuit, a contacting transmission circuit, a contact-free transmission circuit, or combinations thereof.

* * * * *